

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

PUBLICATION NUMBER : 2000249994
PUBLICATION DATE : 14-09-00

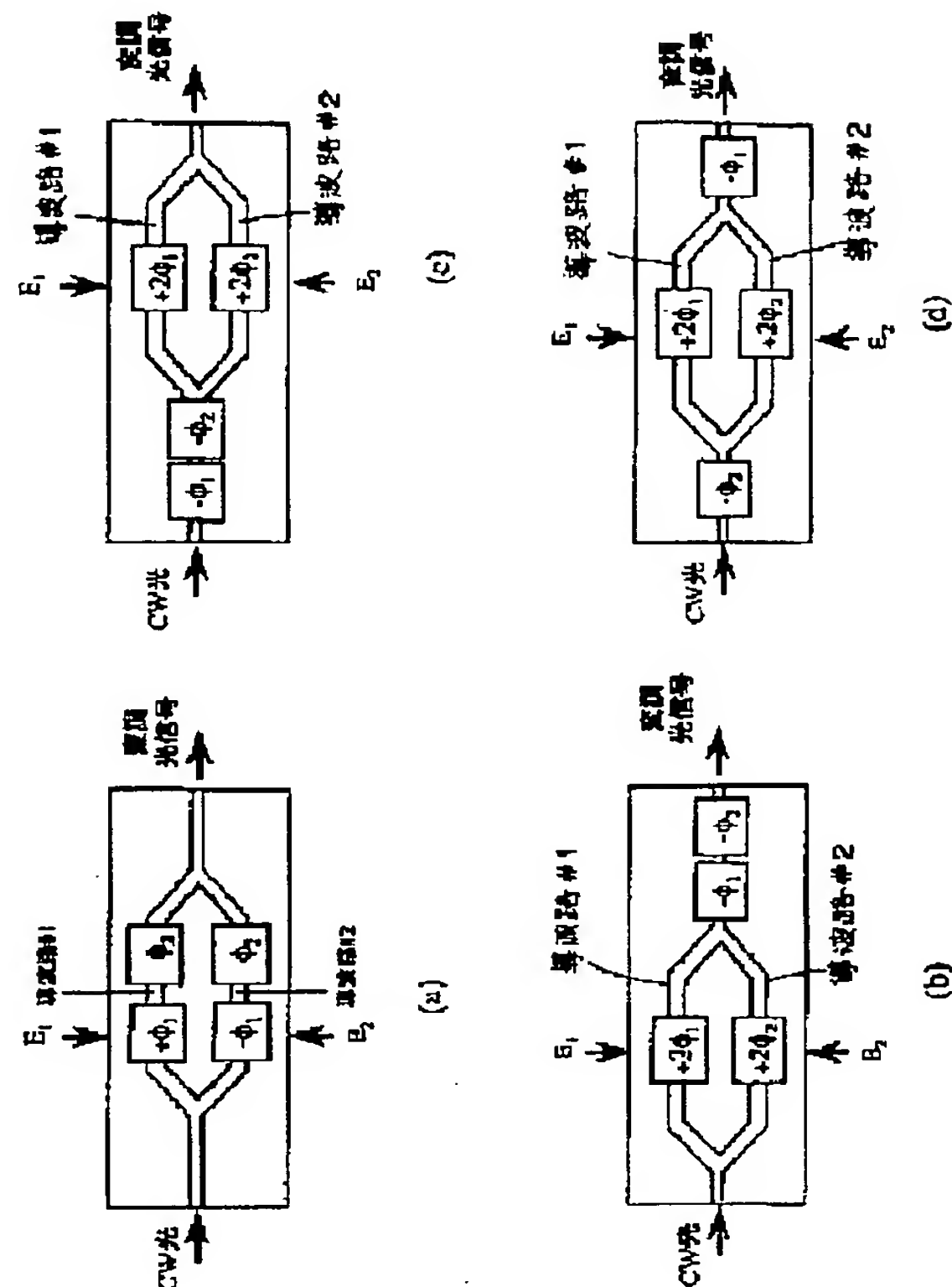
APPLICATION DATE : 01-03-99
APPLICATION NUMBER : 11052719

APPLICANT : FUJITSU LTD;

INVENTOR : ISHIKAWA JOJI;

INT.CL. : G02F 1/035

TITLE : OPTICAL MODULATING DEVICE,
DEMODULATING DEVICE, THESE
METHODS AND OPTICAL
TRANSCEIVER



ABSTRACT : PROBLEM TO BE SOLVED: To provide device and method for high speed optical communication suppressing waveform deterioration of an optical signal.

SOLUTION: Electrodes are provided on waveguides #1, #2 of a Mach-Zehnder type optical modulator, and when independent drive voltages are applied to respective electrodes, the same phase modulation amount the phase modulation amount that a beam receives by the drive voltage E1 but by an opposite code thereof is made to impart to the beam passing through the waveguide #2 while the drive voltage E1 is applied. Similarly, even when the drive voltage E2 is applied, the phase modulation that the beam passing through the waveguide #1 receives and the phase modulation that the beam passing through the waveguide #2 receives are canceled after both beams are multiplexed. By constituting in such a manner, the phase modulation amount imparted by the Mach- Zehnder type optical modulator becomes '0' always, and the chirping defined by the time differential of the phase modulation amount doesn't occur. Thus, the waveform deterioration due to the chirping is suppressed.

COPYRIGHT: (C)2000,JPO

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-249994

(P2000-249994A)

(43) 公開日 平成12年9月14日 (2000.9.14)

(51) Int.Cl.⁷
G 0 2 F 1/035

識別記号

F I
G 0 2 F 1/035

テ-マ-ト* (参考)
2 H 0 7 9

審査請求 未請求 請求項の数28 O L (全 27 頁)

(21) 出願番号 特願平11-52719

(22) 出願日 平成11年3月1日 (1999.3.1)

(71) 出願人 000005223
富士通株式会社
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(72) 発明者 大井 寛己
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
(72) 発明者 清野 實
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
(74) 代理人 100074099
弁理士 大菅 義之 (外1名)

最終頁に続く

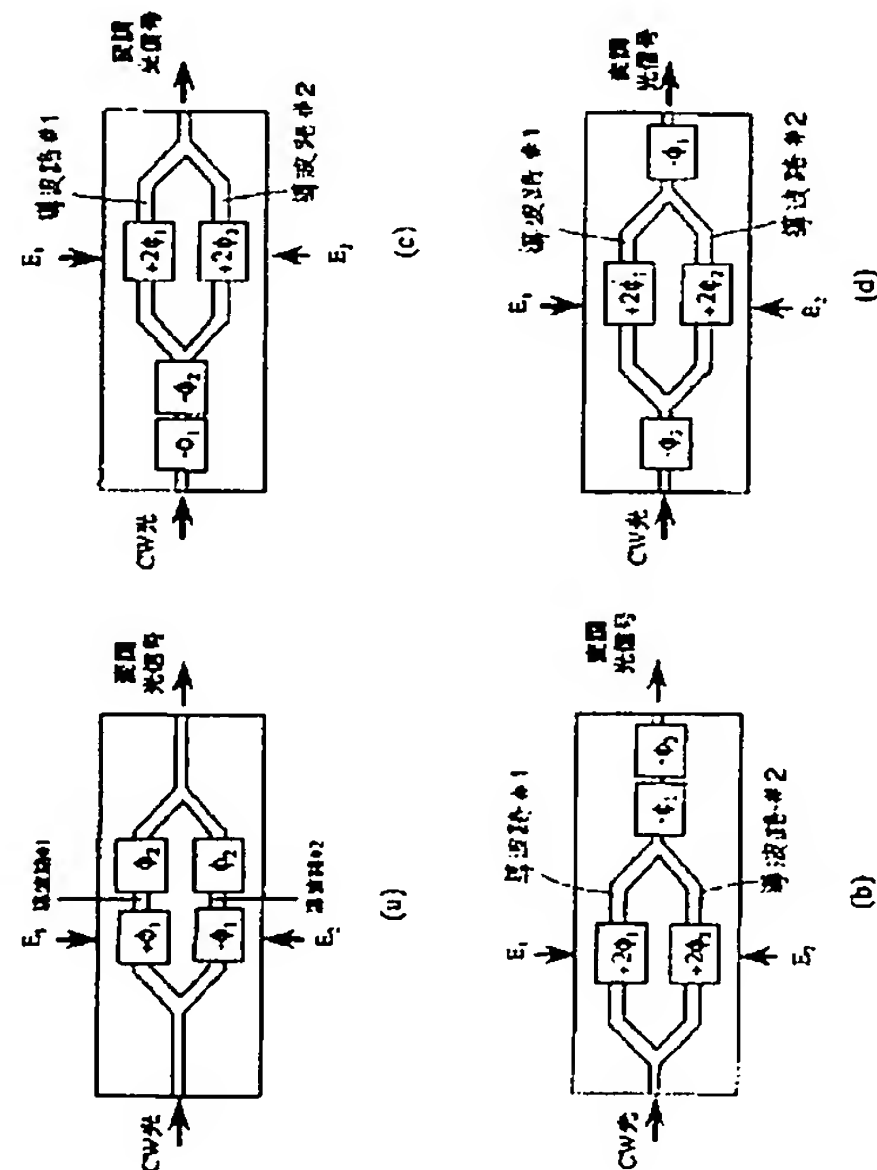
(54) 【発明の名称】 光変調装置、復調装置、その方法、光送信機及び光受信機

(57) 【要約】

【課題】 高速かつ光信号の波形劣化を抑制することの可能な光通信の装置及び方法を提供する。

【解決手段】 マッハツェンダ形光変調器の導波路#1、#2に電極を設け、それぞれに独立の駆動電圧を印加する場合、駆動電圧 E_1 が印加されている間は、駆動電圧 E_1 によって光が受ける位相変調量とは反対符号で同位相変調量を導波路#2を通過する光に与えるようにする。同様に、駆動電圧 E_2 が印加されている場合にも導波路#1を通る光が受ける位相変調と導波路#2を通過する位相変調とが、両方の光が合波された後、相殺されるように構成する。このように構成することにより、マッハツェンダ形光変調器によって与えられる位相変調量は常に“0”となり、位相変調量の時間微分によって定義されるチャージングが生じない。従って、チャージングによる波形劣化を抑制することができる。

本発明の実施形態であるマッハツェンダ形光変調器の原理構成例を示すブロック図



【特許請求の範囲】

【請求項1】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2分岐光導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1および第2の分岐導波路にそれぞれ第1及び第2の信号電極を配置した分岐干渉型光変調器を用いて、

所定のビットレートの第1の駆動信号を該分岐干渉型光変調器の第1の信号電極に印加する第1の駆動手段と、該所定のビットレートで、該第1の駆動信号の位相に対して位相が半タイムスロットずれた第2の駆動信号を該分岐干渉型光変調器の第2の信号電極に印加する第2の駆動手段とを備え、

該第1の駆動信号と該第2の駆動信号を印加することにより該所定のビットレートの2倍のビットレートの変調光を得ると共に、

光信号の3値化によって光信号を狭帯域化することで、分散トレランスを拡大することを特徴とする光変調装置。

【請求項2】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2の分岐導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1の分岐導波路に第1の信号電極を配置したマッハツェンダ型光変調器において、

前記第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャーピングが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ型光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与える第3の電極手段を備えることによって、

分散トレランスを拡大することを特徴とする光変調器。

【請求項3】前記第1の駆動信号に対して、前記マッハツェンダ型光変調器による光変調がプッシュプル変調となるよう電極を構成したことを特徴とする請求項2に記載の光変調器。

【請求項4】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2の分岐光導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1及び第2の分岐導波路にそれぞれ第1及び第2の信号電極及び第2の信号電極を配置したマッハツェンダ型光変調器を用いて、

前記第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャーピングと、前記第2の駆動信号によって該第2の光路を通過する光に与えられるチャーピングとが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ型光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与える第3の電極手段を備えることによって、

分散トレランスを拡大することを特徴とする光変調器。

【請求項5】前記第1の駆動信号に対して、前記マッハツェンダ型光変調器による光変調がプッシュプル変調となり、前記第2の駆動信号に対しても該マッハツェンダ型光変調器による光変調がプッシュプル変調となるよう電極を構成したことを特徴とする請求項4に記載の光変調器。

【請求項6】請求項4または5に記載の光変調器を用いて、分散トレランスを拡大することを特徴とした請求項1に記載の光変調装置。

【請求項7】前記第1及び第2の駆動信号を、前記光変調装置によって生成される光信号のビットレート以下の狭スペクトル帯域の信号とすることにより、該光信号の分散トレランスを大きくすることを特徴とする請求項1に記載の光変調器。

【請求項8】前記光変調装置によって生成される光信号のビットレート以下の低い高域遮断周波数の駆動用電子デバイスを用いることで、狭スペクトル帯域の前記第1及び第2の駆動信号を生成し、該光信号の分散トレランスを大きくすることを特徴とする請求項7に記載の光変調器。

【請求項9】前記光変調装置によって生成される光信号のビットレート以下の低い高域遮断周波数のローパスフィルタに前記第1及び第2の駆動信号を透過させることで、狭スペクトル帯域の該第1及び第2の駆動信号を生成し、該光信号の分散トレランスを大きくすることを特徴とする請求項7に記載の光変調装置。

【請求項10】受信した光信号を電気信号に変換する光電変換手段と、

該電気信号の立ち上がり及び立ち下がりを検出するエッジ検出手段と、

検出されたエッジ信号を、該電気信号の1タイムスロットを周期として偶数番目の時間位置にある偶エッジ信号と奇数番目の時間位置にある奇エッジ信号に分離する偶奇エッジ検出手段と、

偶エッジ信号が存在する場合には前記第1の出力信号値を反転させ、奇エッジ信号が存在する場合には前記第2の出力信号値を反転させる反転手段を備えることで、

ビットレートが前記電気信号のビットレートの1/2の、送信側で使用した光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ復調することを特徴とする復調装置。

【請求項11】偶奇エッジ検出手段が、

該電気信号から該電気信号のビットレートの1/2の周期の正転クロック信号及び反転クロック信号を生成するクロック抽出手段と、

正転クロック信号の立ち上がりに対応したエッジ信号を保持する偶エッジ検出手段と、

反転クロックの立ち上がりに対応したエッジ信号を保持する奇エッジ検出手段から構成されることを特徴とする

請求項10に記載の復調装置。

【請求項12】反転手段を、

該第1及び第2の信号値をそれぞれの1タイムスロット前の信号値の論理的排他和をとることによって、

光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ復調することを特徴とする復調装置。

【請求項13】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2分岐光導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1および第2の分岐導波路にそれぞれ第1及び第2の信号電極を配置した分岐干渉型光変調器を用いる変調方法であって、

(a) 所定のビットレートの第1の駆動信号を該分岐干渉型光変調器の第1の信号電極に印加するステップと、

(b) 該所定のビットレートで、該第1の駆動信号の位相に対して位相が半タイムスロットずれた第2の駆動信号を該分岐干渉型光変調器の第2の信号電極に印加するステップとを備え、

該第1の駆動信号と該第2の駆動信号を印加することにより該所定のビットレートの2倍のビットレートの変調光を得ると共に、

光信号の3値化によって光信号を狭帯域化することで、分散トレランスを拡大することを特徴とする光変調方法。

【請求項14】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2の分岐導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1の分岐導波路に第1の信号電極を配置したマッハツェンダ型光変調器において、

前記第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャーピングが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ型光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与えるステップを備えることによって、

分散トレランスを拡大することを特徴とする光変調方法。

【請求項15】前記第1の駆動信号に対して、前記マッハツェンダ型光変調器による光変調がプッシュプル変調となるよう電極を構成したことを特徴とする請求項14に記載の光変調方法。

【請求項16】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2の分岐光導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1及び第2の分岐導波路にそれぞれ第1及び第2の信号電極及び第2の信号電極を配置したマッハツェンダ型光変調器を用いた光変調方法であって、

前記第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光

に与えられるチャーピングと、前記第2の駆動信号によって該第2の光路を通過する光に与えられるチャーピングとが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ型光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与えるステップを備えることによって、分散トレランスを拡大することを特徴とする光変調方法。

【請求項17】前記第1の駆動信号に対して、前記マッハツェンダ型光変調器による光変調がプッシュプル変調となり、前記第2の駆動信号に対しても該マッハツェンダ型光変調器による光変調がプッシュプル変調となるよう電極を構成したことを特徴とする請求項16に記載の光変調器。

【請求項18】請求項16または17に記載の光変調方法を用いて、分散トレランスを拡大することを特徴とした請求項13に記載の光変調方法。

【請求項19】前記第1及び第2の駆動信号を、前記光変調装置によって生成される光信号のビットレート以下の狭スペクトル帯域の信号とすることにより、該光信号の分散トレランスを大きくすることを特徴とする請求項13に記載の光変調方法。

【請求項20】前記光変調方法によって生成される光信号のビットレート以下の低い高域遮断周波数の駆動用電子デバイスを用いることで、狭スペクトル帯域の前記第1及び第2の駆動信号を生成し、該光信号の分散トレランスを大きくすることを特徴とする請求項19に記載の光変調方法。

【請求項21】前記光変調装置によって生成される光信号のビットレート以下の低い高域遮断周波数のローパスフィルタに前記第1及び第2の駆動信号を透過させることで、狭スペクトル帯域の該第1及び第2の駆動信号を生成し、該光信号の分散トレランスを大きくすることを特徴とする請求項19に記載の光変調方法。

【請求項22】(a) 受信した光信号を電気信号に変換するステップと、

(b) 該電気信号の立ち上がり及び立ち下がりを検出するステップと、

(c) 検出されたエッジ信号を、該電気信号の1タイムスロットを周期として偶数番目の時間位置にある偶エッジ信号と奇数番目の時間位置にある奇エッジ信号に分離するステップと、

(d) 偶エッジ信号が存在する場合には前記第1の出力信号値を反転させ、奇エッジ信号が存在する場合には前記第2の出力信号値を反転させるステップを備えることで、

ビットレートが前記電気信号のビットレートの $\frac{1}{2}$ の、送信側で使用した光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ復調することを特徴とする復調方法。

【請求項23】前記ステップ(c)において、
 (e) 該電気信号から該電気信号のビットレートの1/2の周期の正転クロック信号及び反転クロック信号を生成するステップと、
 (f) 正転クロック信号の立ち上がりに対応したエッジ信号を保持するステップと、
 (g) 反転クロックの立ち上がりに対応したエッジ信号を保持するステップとを備えることを特徴とする請求項22に記載の復調方法。

【請求項24】前記ステップ(d)において、
 該第1及び第2の信号値をそれぞれの1タイムスロット前の信号値の論理的排他和をとることによって、
 光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ復調することを特徴とする請求項22に記載の復調方法。

【請求項25】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2分岐光導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1および第2の分岐導波路にそれぞれ第1及び第2の信号電極を配置した分岐干渉型光変調器を用いて、
 所定のビットレートの第1の駆動信号を該分岐干渉型光変調器の第1の信号電極に印加する第1の駆動手段と、
 該所定のビットレートで、該第1の駆動信号の位相に対して位相が半タイムスロットずれた第2の駆動信号を該分岐干渉型光変調器の第2の信号電極に印加する第2の駆動手段とを備え、

該第1の駆動信号と該第2の駆動信号を印加することにより該所定のビットレートの2倍のビットレートの変調光を得ると共に、
 光信号の3値化によって光信号を狭帯域化することで、
 分散トレランスを拡大することを特徴とする光送信機。

【請求項26】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2の分岐導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1の分岐導波路に第1の信号電極を配置したマッハツェンダ型光変調器において、
 前記第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャージングが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ型光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与える第3の電極手段を備えることによって、
 分散トレランスを拡大することを特徴とする光送信機。

【請求項27】電気光学効果を有する基板上に、第1及び第2の分岐導波路を有する光導波路を設け、前記第1の分岐光導波路と第2の分岐光導波路の中を伝送される光の間に位相差を生じさせるように、前記第1及び第2の分岐導波路にそれぞれ第1及び第2の信号電極及び第

2の信号電極を配置したマッハツェンダ型光変調器を用いて、

前記第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャージングと、前記第2の駆動信号によって該第2の光路を通過する光に与えられるチャージングとが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ型光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与える第3の電極手段を備えることによって、
 分散トレランスを拡大することを特徴とする光送信機。

【請求項28】受信した光信号を電気信号に変換する光電変換手段と、
 該電気信号の立ち上がり及び立ち下がりを検出するエッジ検出手段と、

検出されたエッジ信号を、該電気信号の1タイムスロットを周期として偶数番目の時間位置にある偶エッジ信号と奇数番目の時間位置にある奇エッジ信号に分離する偶奇エッジ検出手段と、

偶エッジ信号が存在する場合には前記第1の出力信号値を反転させ、奇エッジ信号が存在する場合には前記第2の出力信号値を反転させる反転手段を備えることで、
 ビットレートが前記電気信号のビットレートの1/2の、送信側で使用した光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ復調することを特徴とする光受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は光通信装置に関する。特に、光伝送システムにおいて、時分割多重方式による光送信機におけるマッハツェンダ形光変調器を用いた光変調方式に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、急激な情報量の増加に伴い、光通信システムの大容量化・長距離化が望まれている。現在は、伝送速度10Gbit/sの光増幅中継システムが実用化されつつある。今後、更なる大容量化が必要とされ、時分割多重(TDM)方式・波長多重(WDM)方式の両面からの研究開発が進められている。

【0003】40Gbit/s伝送等、時分割(TDM)方式によって大容量化を実現するための技術的課題としては、大きく分けて以下の二点がある。

(1) 光送受信器における超高速動作の電子・光デバイスの実現

(2) 伝送路ファイバの伝送距離制限要因(波長分散、非線形効果、偏波分散)の克服

(1)においては、現状では光デバイスよりも電子デバイスの動作限界に律則されており、それを克服するために、例えば、時間軸上で光多重を行うことで、20Gbit/s用の帯域の電子デバイスのみを用いて40Gbit/s光信号を生成する光時分割多重(OTDM)変

調方式 (G. Ishikawa et al., ECOC'96 Post-deadline papers, TuC3.3, pp.37-40, 1996.) などが考えられてきた。

【0004】また、(2)における波長分散 (GVD) においては、分散耐力がビットレートの二乗に反比例するために、10 Gbit/s システムにおいては、約800 ps/nmであった分散耐力が、40 Gbit/s システムにおいては、1/16の約50 ps/nmと厳しくなる。波長分散による波形劣化を低減するためには、信号光スペクトルの狭帯域化が有効であり、その一つの実現手段としては、光デュオバイナリ変調方式が考えられている。(例えば、A.J.Price et al., "Reduced bandwidth optical digital intensity modulation with improved chromatic dispersion tolerance", Electron. Lett., Vol.31, No.1, pp.58-59, 1995)

この方式においては、電気入力信号をビットレートの1/4程度の帯域の低域透過フィルタを透過することで、狭帯域化された3値の電気駆動信号を生成している。更に、マッハツェンダ変調器の光のオン・オフを生じる電圧 ($V\pi$ 電圧) の2倍の振幅で光変調を行い、電気3値信号の“0”、“0.5”、“1”が光信号の“-1”、“0”、“1”の3値に対応するように駆動を行うために、光変調において信号スペクトルの帯域幅が約半分になり、分散耐力もNRZ変調方式の2倍以上に拡大することができる。また、波長多重 (WDM) 技術によって大容量化を図る場合、光デュオバイナリ変調方式のような光信号の狭帯域性スペクトルを利用して、光増幅器の増幅帯域幅内に、より高密度に信号チャネルを配置することができる。しかし、光デュオバイナリ変調方式においては、NRZ方式と同様に光信号と同じビットレートの高速度動作をする電気デバイスが必要になるという問題がある。さらには、両側電極においてプッシュプル駆動を理想的に行うために、2つの駆動信号の振幅・位相を正確に一致させる必要があるという電気駆動系に厳しい要求が求められる。また、原理的に光変調波形が上下非対称で、アイ開口ダイヤグラムにおける信号波形のクロスポイントが中心レベルよりオン側に上がり、波形の符号間干渉が大きいという問題がある。

【0005】その問題解決する方法の一つとして図18～図21に示すような変調方式が考えられている。このような変調方式については特開平3-200923号公報を参照されたい。

【0006】まず、図18に示されるように、両側電極のマッハツェンダ形光変調器の入力電極の一方に、ビットレート $B/2$ (b/s) の2値電気信号を入力信号#1として入力する。入力信号#1は、アンプAMP1によって増幅され、電気信号 $E_1(t)$ として両側駆動マッハツェンダ形光変調器に印加される。両側駆動マッハツェンダ光変調器のもう一方の入力電極には、ビットレ

ート $B/2$ (b/s) の2値電気信号 (入力信号#2) をアンプAMP2で増幅して、半ビットシフト遅延素子 ($T/2$ 遅延素子) によって半ビット分遅延させられたものが印加される。また、プッシュプル形マッハツェンダ光変調器の光入力口からは、連続 (CW) 光が E_0 として入力される。このCW光は、プッシュプル形マッハツェンダ光変調器に入力される入力信号 $E_1(t)$ 及び $E_2(t)$ によって変調され、変調光信号 $P(t)$ が出力される。 $P(t)$ のビットレートは B (b/s) である。

【0007】図19は、半ビットシフト多重方式における両側駆動マッハツェンダ光変調器の動作を説明する図である。同図の電圧対光強度の図に示すように、両側駆動マッハツェンダ光変調器は、その両側電極に印加される電圧差によって光強度が三角関数形で周期的に変化する。光強度変調を行う場合には、周期的な変化の内、光強度が“1”になるある電圧 (同図の場合“0”電圧) を中心として、光強度が“0”になる $V\pi$ と $-V\pi$ との間の電圧の電気信号を使用する。両側電極に印加される電圧が $V\pi$ と $-V\pi$ との間で変化することによって、光強度が消光の状態 (“0”の状態) と最大強度の状態 (“1”の状態) の間で変化する強度変調光が得られる。

【0008】又は、図20の変調方法2のように光強度が“0”になるある電圧を中心として光強度が“1”になる $V\pi$ と $-V\pi$ との間の電圧信号を使用してもよい。以下では変調方法1について記述する。

【0009】図21は、半ビットシフト変調方式を説明する図である。同図(a)は、CW光の光強度を示しており、振幅 (光強度) が一定である連続光を示している。同図(b)は、図18の入力電気信号 $E_1(t)$ の振幅変動の例を示しており、NRZ信号で、(1100100) という信号が入力されているとしている。ビットレートは、 $B/2$ (b/s) であり、1シンボルのタイムスロット長は、 $2T = 2/B$ (sec) である。一方、同図(c)は、図18の入力電気信号 $E_2(t)$ の振幅変動の例を示しており、NRZ信号で、(01001010) という信号が入力されているとしている。ビットレートは、入力電気信号#1と同じで、1シンボルのタイムスロット長は、 $2T = 2/B$ (sec) である。すると、両側駆動マッハツェンダ光変調器の両側電極に印加される上記各入力電気信号は、光変調に際し、それらの差が作用することになる。同図(d)は、入力電気信号 $E_1(t)$ と $E_2(t)$ の差分振幅を示した図である。すると、同図から明らかなように、入力電気信号 $E_1(t)$ 、 $E_2(t)$ に比べて2倍のビットレート (B (b/s) : 1シンボルのタイムスロット長は、 $T = 1/B$ (sec)) の電気信号がプッシュプル形マッハツェンダ光変調器に印加されるようになる。同図(d)の電圧差がプッシュプル形マッハツェンダ光変調

器の両側電極に印加された場合に、どのようにCW光（同図の E_0 ）が変調されるかを示したのが、同図（e）である。同図（d）の差分電圧が、 $V\pi$ あるいは $-V\pi$ となる場合には、図19に示されているように、プッシュプル形マッハツェンダ光変調器から出力される光信号の強度は“0”である。従って、同図（e）に示されるように、同図（d）の差分電圧が $V\pi$ あるいは $-V\pi$ となる場合には、光信号の強度 $P(t)$ は消光状態（光強度が“0”）となる。一方、差分電圧が“0”である場合には、図19から、最大強度の光信号 $P(t)$ が出力されることになる。このようにして、 $P(t)$ は、ビットレートが $B(b/s)$ となり、2分の1のビットレートの電気信号を2つ組み合わせることによって、所望のビットレートの光信号を生成することができる。つまり、例えば、 40 Gbit/s の光信号を生成するためには、 20 Gbit/s 動作の電子デバイスを用いればよいので、電気駆動系に対する要求が大きく軽減される利点がある。この変調方式を「半ビットシフト多重変調方式」と呼ぶことにする。

【0010】図22は、従来例における半ビットシフト多重変調方式に使用する両側電極マッハツェンダ形光変調器の構成を示す図である。両側プッシュプル駆動によるNRZ変調と同一のものをを用いている。

【0011】両側電極のマッハツェンダ形光変調器の二つの信号電極#1、#2に、振幅が $V\pi$ で、お互いに半タイムスロットの遅延差を持つ $B/2(b/s)$ の独立な2つの電気信号#1、#2を入力する。マッハツェンダ形光変調器の印加電圧対光強度特性は、図19のように三角関数形で周期的に変化する特性を持つ。ここでの印加電圧は、入力電気信号#1、#2の電位差に相当する。

【0012】半ビットシフト多重変調方式においては、低速の電子デバイスのみで変調を行えるという利点に加え、その結果、信号スペクトル帯域が狭くなるために、分散耐力が大きくなるという利点も期待できる。しかし、図22に示したような従来の両側駆動電極構成のマッハツェンダ形光変調器を用いて半ビットシフト多重変調を行った場合、光伝送路に波長分散が存在すると、他の変調方式（光デュオバイナリ、NRZ）と比べ、顕著な波形劣化を生じるという問題がある。これは、半ビットシフト多重変調方式においては、マッハツェンダ形光変調器の両側の電極を使用しているが、それぞれの電極に印加される電圧が同期しておらず、別々の信号となっているために、実質的には、片側電極駆動のマッハツェンダ形光変調器を2つ重ね合わせた場合と同様の作用を示すことによる。

【0013】図23は、各変調方式における総波長分散

$$E_{out} = E_0 / 2 \cdot \exp(i(\omega_0 t + \phi_A)) + E_0 / 2 \cdot \exp(i(\omega_0 t + \phi_B)) - E_0 / 2 \{ \exp(i\phi_A) + \exp(i\phi_B) \} \cdot \exp(i\omega_0 t) = E_0 / 2 \{ (\cos\phi_A + \cos\phi_B) + i \cdot (\sin\phi_A + \sin\phi_B) \} \cdot \exp(i\omega_0 t)$$

量とアイ開口ペナルティの関係を示す図である。同図の伝送波形シミュレーションに於いては、光信号が伝搬する、所定の分散特性を有する光ファイバの長さを変化させて、光信号が、この光ファイバを伝搬した後に受信される光信号の劣化の様子をアイパターンで調べている。また、この伝送波形シミュレーションによる波長分散対アイ開口ペナルティにおいては、NRZ変調方式におけるBack-to-backでのアイ開口度を共通の基準としている。ここで、Back-to-backとは、送信機と受信機の間には光ファイバが無い状態のことであり、実質的に入力信号そのものを示している。同図に示されるように、半ビットシフト多重変調方式に於いては、他の変調方式（NRZ、光デュオバイナリ）に比べ、分散トレランス（例えば、アイ開口ペナルティが1dB以下になる伝送路分散の範囲）が小さいことが理解される。

【0014】図24は、各変調方式における受信側での波形劣化の様子を示す等化波形である。半ビットシフト多重方式においては、NRZ方式や光デュオバイナリ方式に比べて、正負の両方の伝送路分散に対して波形の劣化が顕著であり、分散トレランス（例えば、アイ開口ペナルティが1dB以下になる伝送路分散の範囲）は、NRZ方式や光デュオバイナリ方式に比べて明らかに小さくなる。なお、同図において、変調帯域が半ビットシフト多重変調方式と、NRZ方式では、0.67Bとなっているが、光デュオバイナリ方式の場合には、0.25Bとなっている。これは、光デュオバイナリ方式の場合、変調帯域を0.25Bとするのが最適であることが知られているので、もっとも波形劣化の少ない変調帯域について伝送波形シミュレーションを行ったものである。

【0015】半ビットシフト多重変調方式が他の変調方式に比べて波形劣化が大きい原因を以下に定式化して説明する。光変調器に入力されるコヒーレント（CW）光の電界成分を

$$E_{in} = E_0 \cdot \exp(i\omega_0 t)$$

（ i は虚数単位、 ω_0 はキャリアの角周波数）

とすると、光変調器の信号電極#1、#2において駆動電気信号による位相変調 $\phi_A(t)$ 、 $\phi_B(t)$ を受けた光信号電界成分は以下のように表される。

$$\text{【0016】信号電極\#1: } E_0 / \sqrt{2} \cdot \exp(i(\omega_0 t + \phi_A))$$

$$\text{信号電極\#2: } E_0 / \sqrt{2} \cdot \exp(i(\omega_0 t + \phi_B))$$

光変調器の出力光信号電界成分は以下のように表すことができる。

【0017】

$$i \sin \phi_E) \cdot \exp(i \omega_0 t) \cdots (1)$$

よって、出力光信号の強度 $P(t)$ と位相 $\Phi(t)$ は以下のように表される。 【0018】

$$P(t) = (E_0/2)^2 \cdot \{ (\cos \phi_A + \cos \phi_E)^2 + (\sin \phi_A + \sin \phi_E)^2 \} = E_0^2/2 \{ 1 + \cos(\phi_A - \phi_E) \} = E_0^2 \cdot \cos^2((\phi_A - \phi_E)/2) \cdots (2)$$

$$\Phi(t) = \tan^{-1} \{ (\sin \phi_A + \sin \phi_E) / (\cos \phi_A + \cos \phi_E) \} = \tan^{-1} \{ (\sin((\phi_A + \phi_E)/2) \cdot \cos((\phi_A - \phi_E)/2)) / (\cos((\phi_A + \phi_E)/2) \cdot \cos((\phi_A - \phi_E)/2)) \} = (\phi_A + \phi_E)/2 \cdots (3)$$

波長チャープ $\Delta\lambda$ は以下のように表される。 【0019】

$$\Delta\lambda(t) = \Delta(2\pi c'/\omega) = -(2\pi c'/\omega^2) \cdot \Delta\omega = -(2\pi c'/\omega^2) \cdot d\Phi(t)/dt = -(\pi c'/\omega^2) \cdot (d\phi_A/dt + d\phi_E/dt) \cdots (4)$$

(c' : 光ファイバ中の光の伝搬速度)

図22に示した従来のNRZ変調における両側駆動構成の光変調器は、プッシュプル駆動(両側入力電気信号として、お互いに反転した信号を用いる)ことによって、上記チャープが常に零になるようにしている。つまり、

$$\phi_A(t) = \pi/2 \cdot E(t)$$

$$\phi_E(t) = -\pi/2 \cdot E(t)$$

$E(t)$: 入力電気信号 オン: $E=1$ 、オフ: $E=0$

$$\phi_A(t) = \pi \cdot E_1(t) \cdots (5)$$

$$\phi_E(t) = \pi \cdot E_2(t) \cdots (6)$$

$$P(t) = E_0^2/2 \cdot \{ 1 + \cos(\pi \cdot (E_1(t) - E_2(t))) \} \cdots (7)$$

$$\Delta\lambda(t) = -(\pi^2 c'/\omega^2) \cdot (dE_1(t)/dt + dE_2(t)/dt) \cdots (8)$$

$E_1(t)$: 入力電気信号#1

$E_2(t)$: 入力電気信号#2

光信号強度 $P(t)$ は、(7)式より、入力電気信号 $E_1(t)$ 、 $E_2(t)$ の差 $E_1(t) - E_2(t)$ のみにより、表1の組み合わせとなる。

【0021】

【表1】

$P(t)$		$E_2(t)$	
		0	1
$E_1(t)$	0	1	0
	1	0	1

【0022】それに対して、波長チャープ $\Delta\lambda$

(t) は、(8)式より、入力電気信号 $E_1(t)$ の立ち上がり、たち下がりの強度変化 $-dE_1(t)/dt$ および入力電気信号 $E_2(t)$ の立ち上がり、たち下がりの強度変化 $-dE_2(t)/dt$ のみによって決まることが分かる。その結果、生成された光信号 $P(t)$ の立ち上がり("0"→"1")において、長波長側($\Delta\lambda > 0$)へのチャープと短波長側($\Delta\lambda < 0$)への

$$P(t) = E_0^2/2 \cdot \{ 1 + \cos(\pi \cdot E(t)) \}$$

$$\Delta\lambda(t) = 0$$

同じ従来構成の両側駆動変調器を用いて半ビットシフト多重変調を行う場合には、両側の電極に独立の電気信号 $E_1(t)$ 、 $E_2(t)$ が入力されるので、上記のプッシュプル駆動の場合と異なり、以下ようになる。

【0020】

オン: $E=1$ 、オフ: $E=0$

オン: $E=1$ 、オフ: $E=0$

チャープの両方の場合が現れる。つまり、上記の表より光信号の立ち上がりにおいては、以下の4つの組み合わせがある。

【0023】(1) $E_1(t)=0$ のまま、 $E_2(t)$ が $1 \rightarrow 0$ の変化: $\Delta\lambda > 0$

(2) $E_1(t)=1$ のまま、 $E_2(t)$ が $0 \rightarrow 1$ の変化: $\Delta\lambda < 0$

(3) $E_2(t)=0$ のまま、 $E_1(t)$ が $1 \rightarrow 0$ の変化: $\Delta\lambda > 0$

(4) $E_2(t)=1$ のまま、 $E_1(t)$ が $0 \rightarrow 1$ の変化: $\Delta\lambda < 0$

同様に光信号 $P(t)$ のたち下がり("1"→"0")においても、長波長側($\Delta\lambda > 0$)へのチャープと短波長側($\Delta\lambda < 0$)へのチャープの両方の場合が現れる。図21と同じ信号パターンを例に、図25に光信号強度 $P(t)$ とチャープ $\Delta\lambda(t)$ の時間変化を示した。光信号の立ち上がり及びたち下がりの各々において、 $\Delta\lambda < 0$ 及び $\Delta\lambda > 0$ のチャープが混じっていることが分かる。半ビットシフト多重変調方式が分散耐力が非常に小さい原因として、 $\Delta\lambda > 0$ のチャープ

ングと $\Delta\lambda < 0$ のチャージングが混じって伝送されるので、光ファイバの分散特性に複雑に影響されることが挙げられる。

【0024】ここで、ファイバ伝送路には前述のように波長分散という性質がある。

波長分散 $D(p s/nm) > 0$ →長波長ほど光信号の群速度小

波長分散 $D(p s/nm) < 0$ →長波長ほど光信号の群速度大

よって、上記のように、光信号のアイの立ち上がり、たち下がりに長波長側($\Delta\lambda > 0$)と短波長側($\Delta\lambda < 0$)のチャージングの両方が混じっている場合、両チャージングに対する群遅延に差を生じるので、波形が二重に分離し、大きな波形劣化を起こすことが分かる。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】以上説明したように、高速度光通信の限界を打破するためには、動作速度の遅い電気回路で、速い光信号を生成する必要がある。従って、電気信号のビットレートの2倍のビットレートの光信号を生成することのできる半ビットシフト多重変調方式を用いることが望まれる。しかし、半ビットシフト多重変調方式に於いては、複雑な波長チャージングが生じ、分散特性を有する光ファイバを伝搬すると大きな波形歪みを受けてしまう。そのため、受信側で正しく信号を受信できなかったり、受信できても多くの誤りを含んでしまう等の障害が発生する。

【0026】本発明の課題は、高速かつ光信号の波形劣化を抑制することの可能な光通信用の装置及び方法を提供することである。

【0027】

【課題を解決するための手段】本発明の光変調装置は、マッハツェンダ形光変調器において、所定のビットレートの第1の駆動信号を該マッハツェンダ形光変調器の第1の光路に印加する第1の電極手段と、該所定のビットレートで、該第1の駆動信号の位相に対して位相が半タイムスロットずれた第2の駆動信号を該マッハツェンダ形光変調器の第2の光路に印加する第2の電極手段と、該第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャージングと、該第2の駆動信号によって該第2の光路を通過する光に与えられるチャージングとが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ形光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与える第3の電極手段とを備え、該第1の駆動信号と該第2の駆動信号を印加することにより得られる変調光のビットレートは、該所定のビットレートの2倍であると共に光信号の3値化によって分散トレランスを拡大することを特徴とする。

【0028】本発明の復調装置は、受信した光信号を電気信号に変換する光電変換手段と、該電気信号の立ち上

がり及びたち下がりを検出するエッジ検出手段と、該電気信号の1タイムスロットを周期として偶数番目の偶エッジ信号と奇数番目の奇エッジ信号を検出する偶奇エッジ検出手段と、偶エッジ信号及び奇エッジ信号によって第1及び第2の出力信号をそれぞれ反転させることによって、送信側で使用した光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ生成する復調手段とを備えることを特徴とする。

【0029】本発明の光変調方法は、マッハツェンダ形光変調器における光変調方法であって、(a)所定のビットレートの第1の駆動信号を該マッハツェンダ形光変調器の第1の光路に印加するステップと、(b)該所定のビットレートで、該第1の駆動信号の位相に対して位相が半タイムスロットずれた第2の駆動信号を該マッハツェンダ形光変調器の第2の光路に印加するステップと、(c)該第1の駆動信号によって該第1の光路を通過する光に与えられるチャージングと、該第2の駆動信号によって該第2の光路を通過する光に与えられるチャージングとが、該第1の光路を通過する光と該第2の光路を通過する光を合波した後に相殺されるように、該マッハツェンダ形光変調器に設けられた光路を伝搬する光に位相変調を与えるステップとを備え、該第1の駆動信号と該第2の駆動信号を印加することにより得られる変調光のビットレートは、該所定のビットレートの2倍であると共に、光信号の3値化によって分散トレランスを拡大することを特徴とする。

【0030】本発明の復調方法は、(a)受信した光信号を電気信号に変換するステップと、(b)該電気信号の立ち上がり及びたち下がりを検出するステップと、

(c)該電気信号の1タイムスロットを周期として偶数番目の偶エッジ信号と奇数番目の奇エッジ信号を検出するステップと、(d)偶エッジ信号及び奇エッジ信号によって第1及び第2の出力信号をそれぞれ反転させることによって、送信側で使用した光変調器の第1の駆動信号と、第2の駆動信号をそれぞれ生成するステップとを備えることを特徴とする。

【0031】本発明によれば、送信すべきデータを有する独立した2つの駆動信号により、駆動信号のビットレートの2倍の光信号を生成することができると共に、光信号の3値化によって分散トレランスを拡大することができる。また、この光変調に於いては、生成された光信号が複雑なチャージングの影響を受け、光ファイバを伝搬する間に大きな波形劣化を受けてしまい、分散耐力が小さいという問題があったが、光変調する場合に於いて、チャージングを打ち消す電極手段を設けたことにより、分散耐力を大きくして、伝送可能距離を長距離化することができる。従って、低速の電気回路で生成された駆動信号を使用して、高速の光信号を生成し、長距離に渡って伝送することができる。

【0032】受信側では、上記のようにして伝送されて

きた光信号を、光変調方法の特性を利用して、比較的容易にデータを含む独立した2つの駆動信号を再生することができる。

【0033】

【発明の実施の形態】まず、半ビットシフト多重方式は、光信号の3値化によって、信号の狭帯域化を実現でき、結果として、分散トレランスの拡大及び波長多重における高密度化を行うことができることを示す。

【0034】信号を多値化した場合、信号レベルがd値の変調方式における周波数密度 $W(f)$ には以下の式が成り立つ。(A.Lender, "Correlative Digital Communication Technique", IEEE Trans. Commun. Technol. vol. COM-12, pp.128-135, 1964.)

$$W(f) = (T/4) \cdot \{ (\sin((b-1)\pi f T)) / (\pi f T) \}^2$$

よって、スペクトル帯域 Δf は以下のようになる。

$$【0035】(b-1) \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot T = \pi$$

$$\therefore \Delta f = 1 / ((b-1) \cdot T)$$

NRZ信号においては、信号レベルが“0”、“1”の2値なので $b=2$ であり、 $\Delta f = 1/T$ となる。

【0036】半ビットシフト多重信号においては、信号レベルが“-1”、“0”、“1”の3値なので、 $b=3$ であり、 $\Delta f = 1/(2T)$ となる。よって、半ビットシフト多重信号はNRZ信号に比べ、光信号の3値化によって狭帯域化を図ることができ、結果として分散トレランスの拡大、及び波長多重における高密度化を実現することができる。

【0037】次に、半ビットシフト多重変調方式での波形劣化に関しては、入力電気信号 $E_1(t)$ 及び $E_2(t)$ の立ち上がり、たち下がりが原理上、時間的に分離されており、いずれに於いてもチャージングを生ずることが根本的な問題である。その課題を解決するためには、両側電気入力を持ちながら、各々の電気入力信号に対してチャージングを生じない光変調器の構成が必要になる。

【0038】そのためには、各々の電気入力信号に対して、両側の分岐導波路に与える位相変調がプッシュプル（逆符号で同じ大きさ）になるような変調器構成が有効である。

【0039】図1は、本発明の実施形態であるマッハツェンダ形光変調器の原理構成例を示すブロック図である。独立な電気入力信号 E_1 、 E_2 によって生じる位相変調量を各々 ϕ_1 、 ϕ_2 で示す。 $-\phi_1$ 、 $-\phi_2$ は、 ϕ_1 、 ϕ_2 と同じ大きさで逆符号の位相変調を与えることを示している。 $+\phi_1$ と $-\phi_1$ 、 $+\phi_2$ と $-\phi_2$ を入れ替えても良い。

【0040】同図(a)では、入力信号 E_1 に対応して、分岐導波路の各々に $+\phi_1$ と $-\phi_1$ の位相変調が与えられ、プッシュプル変調を行う。同様に入力信号 E_2 に対応しても、分岐導波路の各々に $+\phi_2$ と $-\phi_2$ の位

相変調が与えられ、プッシュプル変調を行う。すなわち、入力信号 E_1 が入力された場合には、導波路#1に ϕ_1 の位相変調が生じるが、このとき、導波路#2に $-\phi_1$ の位相変調を生じさせ、導波路#1から来た光信号と導波路#2から来た光信号とが合波される時に、それぞれが受けた位相変調が相殺するようになっている。同様に、入力信号 E_2 が導波路#2に印加された場合には、導波路#2に ϕ_2 の位相変調が生じるが、導波路#1の側には、位相変調 $-\phi_2$ が生じるように構成する。このようにすることによって、導波路#1、#2をそれぞれ通過してきた光信号が合波される場合に位相変調が相殺される。このように、変調を行う場合に、2つの導波路で生じる位相変調を常に“0”とすることにより、位相変調の時間微分が“0”となり、波長チャージングが抑制される。

【0041】同図(b)においては、入力信号 E_1 に対応して、上側の分岐導波路#1に $+2\phi_1$ の位相変調が与えられ、合波後の導波路において $-\phi_1$ の位相変調が与えられる。結果として、上側の分岐導波路#1を透過した光は $+2\phi_1 - \phi_1 = +\phi_1$ の位相変調を受け、下側の分岐導波路#2を透過した光は $-\phi_1$ の位相変調を受けることになり、合波された時に、位相変調が相殺されるので、プッシュプル変調を行っていることになる。入力信号 E_2 に関しては、分岐導波路#2において $+2\phi_2$ の位相変調を行い、合波後に $-\phi_2$ を行っており、入力信号 E_1 が導波路#1に印加された場合と同様のプッシュプル変調を構成している。入力信号 E_1 と E_2 とが同時に印加された場合には、導波路#1を通過した光信号は、変調光信号として出力される際には、 $\phi_1 - \phi_2$ の位相変調を受ける。一方、導波路#2を通過した光信号は、変調光信号として出力される際には、 $-\phi_1 + \phi_2$ の位相変調を受ける。合波後の光信号の位相変調は式(3)により両位相変調の平均で表されるので、導波路#1を通過した光信号と導波路#2を通過した光信号の位相変調が常に相殺されることになる。波長チャージングの発生を抑制することができる。同図(b)の $-\phi_1$ 、 $-\phi_2$ の位相変調は、導波路における分岐前、合波後のいずれにおいて行っても良く、同図(c)は両方とも分岐前に配置した場合を、同図(d)は一方のみ分岐前に配置し、他方を、合波後に行った場合を示している。動作は、同図(b)に示した場合と同様であって、同図(c)、(d)の場合も、導波路#1に入力信号 E_1 が印加され、導波路#2に入力信号 E_2 が印加されていない場合には、 $-\phi_1$ 及び $+2\phi_1$ の位相変調のみを生じる。入力信号 E_1 が印加されておらず、入力信号 E_2 のみが印加されている場合も同様に、 $-\phi_2$ と $+2\phi_2$ の位相変調のみが生じる。入力信号 E_1 及び E_2 が共に印加されている場合にのみ、全ての位相変調が生じるようになる。従って、同図(c)及び(d)のいずれの場合にも、入力信号 E_1 のみが印加されている場合に

は、導波路#1を通過した光信号は、 $+\phi_1$ の位相変調を受け、導波路#2を通過した光信号は $-\phi_1$ の位相変調を受ける。同様に、入力信号 E_2 のみが印加されている場合には、導波路#1を通過した光信号は $-\phi_2$ の位相変調を受け、導波路#2を通過した光信号は ϕ_2 の位相変調を受け、互いに相殺する構成となっている。また、入力信号 E_1 及び E_2 が共に印加された場合には、導波路#1を通過した光信号は $\phi_1 - \phi_2$ の位相変調を受け、導波路#2を通過した光信号は $-\phi_1 + \phi_2$ の位相変調を受けるので、やはり互いに相殺して、波長チャープを抑制する構成となっている。なお、具体的な電極配置に関して、 $+\phi_1 (+2\phi_1)$ と $-\phi_1$ の位相変調を生じる電極を別々に設けて各々に入力信号 E_1 を入力する方法と、一つの連結した電極で構成する方法が考えられる。入力信号 E_2 に関しても入力信号 E_1 用の電極と同様のことが言える。

【0042】以上のように構成した光変調器は、入力駆動信号の変調方式によらず零チャープが実現できるので、半ビットシフト多重方式のみならず、他のあらゆる変調方式において、分散トレランスの拡大のために利用

$$\beta \cdot l_2 - \alpha \cdot l_1 = +\alpha \cdot l_1$$

また、マッハツェンダ形変調器における下側の導波路#2を通過する光信号に関しては、分岐後の電極長 l_1 の部分で $-\alpha \cdot l_1$ の位相変調を受けるのみである。よって、導波路#1と導波路#2において受ける位相変調量は逆符号で同じ大きさになるため、プッシュプル駆動が実現され、チャープを生じないことになる。電気入力信号#2による変調の寄与に関しても、同様にチャープを生じない。

$$\phi_A(t) = \pi/2 \cdot (+E_1(t) - E_2(t)) \cdots (11)$$

$$\phi_B(t) = \pi/2 \cdot (-E_1(t) + E_2(t)) \cdots (12)$$

$$E_1(t): \text{入力電気信号\#1} \quad \text{オン: } E=1, \text{ オフ: } E=0$$

$$E_2(t): \text{入力電気信号\#2} \quad \text{オン: } E=1, \text{ オフ: } E=0$$

$$P(t) = E_0^2 / 2 \cdot \{1 + \cos(\phi_A - \phi_B)\} = E_0^2 / 2 \cdot \{1 + \cos(\pi \cdot (E_1(t) - E_2(t)))\} \cdots (13)$$

$$\Phi(t) = (\phi_A + \phi_B) / 2 = 0 \cdots (14)$$

このように、光強度波形 $P(t)$ は式(7)と同じにしたままで、チャープ(式(14))を零にすることができる。

【0048】上記マッハツェンダ形光変調器の構成を取り入れて伝送波形シミュレーションによって計算した、40Gb/s半ビットシフト多重方式の分散耐力特性、光波形、光スペクトルの他の光変調方式(光デュオバイナリ、NRZ)との比較を、それぞれ図4～5に示す。

【0049】図4は、本実施形態のマッハツェンダ形光変調器を用いた半ビットシフト多重変調方式を含む各変調方式における分散トレランスを示す図である。図4におけるアイ開口ペナルティにおいては、NRZ方式(変調帯域0.67B; Bはビットレート)におけるBack-t

でることが重要である。

【0043】図2は、本発明の一実施形態である具体的な変調器の電極構成を示す図である。なお、同図の実施形態は図1(d)の原理構成に基づいて構成されている。

【0044】電極長 l_1, l_2 及びその各々における変調効率 α, β の間には以下の関係が成り立つように電極構造を設計する。

$$2 \cdot \alpha \cdot l_1 = \beta \cdot l_2 \cdots (9)$$

まず、電気入力信号#1による変調の寄与のみに注目して考える。マッハツェンダ形変調器における上側の導波路#1を通過する光信号に関しては、電極長 l_2 の部分では、 $\beta \cdot l_2$ の位相変調を受け、合波後の電極長 l_1 の部分で、(信号電極と接地電極GNDの配置が逆になっているので、電極長 l_2 の部分で与えられる位相変調とは変調の方向が逆になる) $-\alpha \cdot l_1$ の位相変調を受ける。よって、全体としての位相変調量は以下のようになる。

【0045】

$$(\cdots (9) \cdots (10))$$

【0046】図3は、本発明の別の実施形態である具体的な変調器の電極構成を示す図である。なお、同図の実施形態は図1(b)の原理構成に基づいて構成されており、同様に説明できる。

【0047】具体的に定式化すると以下のようになる。式(5)～(8)は上記の説明から以下のように書き換えられる。

o-backでのアイ開口度を基準としている。

【0050】図23と比較して、図4では、本実施形態の電極構成を導入したことによって、半ビットシフト多重変調方式の分散トレランスが明らかに改善したことが分かる。また、各変調方式比較においては、分散トレランスが大きい方式より光デュオバイナリ>半ビットシフト多重>NRZとなる傾向にある。

【0051】図5は、本実施形態のマッハツェンダ形光変調器を用いた半ビットシフト多重変調方式を含む各変調方式におけるアイダイアグラムを示す図である。図5のアイダイアグラムによる比較によると、半ビットシフト多重変調方式においては、B(b/s)のNRZと同じアイ開口の光変調波形が得られるとともに、分散耐力は、アイ開口ペナルティが1dB以下を基準としてB

(b - s) の NRZ の約 1.2 倍の 180 ps/nm に拡大されていることが分かる (図 4 参照) 。

【 0052 】ここで、電子デバイスが持つ高速動作特性は、周波数帯域特性によって表される。伝送波形シミュレーションに於いては周波数帯域特性を高域遮断周波数 F_c (Hz) のベッセルフィルタと仮定し、矩形のデジタル信号をそのフィルタに透過させることで、電気駆動信号を生成している。以後、その高域遮断周波数 F_c のことを変調帯域と呼ぶ。

【 0053 】図 4 及び図 5 においては、半ビットシフト多重の変調帯域は NRZ 変調での最適値と同じ $0.67 \cdot B$ (Hz) (B はビットレート) として計算しており、これは半ビットシフト多重において、NRZ と同等の高速動作特性の電子デバイスを用いたことに相当する。半ビットシフト多重においては、実際の電子デバイスの動作速度はビットレートの半分なので、電気デバイスに要求される帯域特性も 40 Gbit/s 用デバイスの半分程度であることが望まれる。

【 0054 】図 6 は、本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式とその他の変調方式によって生成される光信号のスペクトル分布を示した図である。同図において、半ビットシフト多重変調方式と、NRZ 変調方式の変調帯域は、 $0.67 B$ (B : ビットレート) としており、光デュオバイナリ方式の場合には、最適と考えられている $0.25 B$ に設定している。

【 0055 】本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式の場合、スペクトルの頂点から 20 dB 下がった部分におけるスペクトルの広がり、 34 GHz である。光デュオバイナリの場合には、スペクトルの頂点から 20 dB 下がった部分におけるスペクトルの広がり、 43 GHz となっている。また、NRZ 変調方式の場合には、スペクトルの頂点から 20 dB 下がった部分のスペクトルの広がり、 68 GHz となっている。このように、スペクトルの頂点から 20 dB 下がった部分におけるスペクトルの広がり、本実施形態を使用した半ビットシフト多重変調方式が最も狭くなっている。波長分散は、スペクトルが大きく広がっていればいるほど大きな影響を及ぼすと考えられるので、本実施形態を使用した半ビットシフト多重変調方式は良い特性を示しているといえる。なお、スペクトルの頂点から 40 dB 下がった部分におけるスペクトルの広がり、本実施形態を使用した半ビットシフト多重変調方式においては 11.7 GHz 、光デュオバイナリ方式では 7.4 dB 、NRZ 方式では 14.8 dB となっている。ここでは、光デュオバイナリ方式が最もスペクトルの広がりが小さくなっているが、これは、変調帯域を $0.25 B$ と他の変調方式よりも小さく取っていることも原因の一つと考えられる。いずれにしても、本実施形態を適用することによって、光信号の 3 値化により半ビットシフト多重変調方式による光信号のスペクトルの広がりを抑え、分散トレ

ンスを大きく改善できる。

【 0056 】前述のように、零チャープ変調器は、半ビットシフト多重方式のみならず、他のあらゆる変調方式において、分散トレランスの拡大のために利用できるという利点がある。更に、この零チャープ変調器は、半ビットシフト多重方式のような両側駆動でなく、片側駆動にも応用できる。

【 0057 】図 7 に片側駆動の場合の零チャープ変調器の構成例について示す。構成例 (a) ~ (c) の電極位置は、両側駆動の図 1 における構成 (a) ~ (c) と同じである。同様の説明によって、(a) ~ (c) のいずれにおいても、導波路 # 1 に $+\phi_1$ の位相変調が、導波路 # 2 に $-\phi_1$ の位相変調が与えられるため、プッシュプル駆動になり、出力信号にはチャージングを生じない。

【 0058 】この零チャープ変調器は、入力駆動信号の変調方式によらず零チャープが実現できるので、NRZ 変調や RZ 変調など、片側駆動で行うことのできるあらゆる変調方式において、分散トレランスの拡大のために利用できることが重要である。

【 0059 】図 8 に片側駆動の場合の零チャープ変調器の具体的な構成例を示す。電気入力信号 # 1 に対してプッシュプル駆動になる原理は、図 2 と同じである。

【 0060 】本実施形態を適用する半ビットシフト多重方式に於いて、変調帯域を低くしていったときの分散耐力特性、光波形、光スペクトルの比較をそれぞれ図 9 ~ 8 に示す。

【 0061 】図 9 は、本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式の変調帯域を変化させていったときの分散トレランスの様子を示す図である。同図に於いては、変調帯域 $0.67 B$ の NRZ 信号の零分散の場合の出力波形のアイ開口ペナルティを基準として各場合のアイ開口ペナルティを記載している。

【 0062 】図 9 によると、半ビットシフト多重変調においては、変調帯域を小さくしていくにつれ、零分散周辺でのアイ開口ペナルティの値は悪くなるが、総分散量が大きくなるにつれ、アイ開口ペナルティが小さく、すなわち、分散耐力が大きくなっている。従って、本実施形態を使用した半ビットシフト多重変調方式に於いては、帯域の低い電気デバイスでの動作を行える利点に加え、変調帯域を狭くすることによって分散耐力が拡大される。ただし、変調帯域を狭くすると分散耐力が向上すると同時に Back-to-back における (入力信号そのもの) 符号間干渉が増大するため、そのトレードオフを考慮して帯域設定をする必要がある。

【 0063 】図 10 は、本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式において、変調帯域を変化させた場合の出力における波形の様子を示すアイダイアグラムである。

【 0064 】同図に示されるように、分散が 0 ps/nm

mの場合には、変調帯域が小さくなる程符号間干渉が大きくなるが、 -100 ps/nm や 100 ps/nm の分散を有する光ファイバを伝搬した後であっても変調帯域を狭くすることによって、伝搬後に於いても 0 ps/nm の場合に比べてほとんど波形劣化を生じないことが示されている。

【0065】図11は、本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式において、変調帯域を変化させた場合の光信号のスペクトルの広がりの様子を示した図である。同図に示されているように、変調帯域が 0.67 B （ B ：ビットレート）の場合には、スペクトルの頂点から 20 dB 光強度が下がった場合におけるスペクトルの広がりには 34 GHz であり、変調帯域が 0.335 B の場合には 34 GHz 、変調帯域が 0.25 B の場合には 31 GHz である。また、スペクトルの頂点から 40 dB 分光強度が下がった部分におけるスペクトルの広がりには、変調帯域が 0.67 B の場合には 117 GHz 、変調帯域が 0.335 B の場合には 66 GHz 、変調帯域が 0.25 B の場合には 60 GHz である。このように、変調帯域を狭くして、スペクトル幅を狭くすることにより、光ファイバの分散特性から与えられる影響を抑え、分散トレランスを広くとりうることが期待される。

【0066】図12は、各変調方式における変調帯域対分散トレランスの計算結果を示す図である。分散トレランスの基準としては、図12(a)においては、NRZ方式におけるBack-to-backからのアイ開口ペナルティ 1 dB 以下としている。また、図12(b)においては、NRZ方式におけるBack-to-backからのアイ開口ペナルティ 2 dB 以下としている。

【0067】NRZ方式においては、信号狭帯域化による分散トレランスの拡大の効果が行えないのに対して、半ビットシフト多重方式においては、アイ開口ペナルティ 1 dB 以下の場合には、変調帯域を小さくすることによる分散耐力の拡大は見られないものの、アイ開口ペナルティ 2 dB 以下の場合には、変調帯域が 0.3 B （ B ：ビットレート）以上の範囲に於いて変調帯域を小さくする程、分散耐力は拡大される。これは、変調帯域を狭くすることにより、分散による波形変化の抑制が生じると同時にBack-to-backの符号間干渉も増大し、両者の間にトレードオフがあるので、変調帯域を狭くすることによって単純には分散耐力を拡げることができないことを示している。従って、変調帯域を狭くすることによる波形劣化の抑制と符号間干渉とのトレードオフを考慮して、変調帯域を適切に設定する必要がある。光デュオバイナリ方式との比較に於いては、本実施形態を使用した半ビットシフト多重変調方式は分散トレランスに関して優れているとは限らない。しかし、同図(b)に示されるように、アイ開口ペナルティを 2 dB 以下に設定した場合には、変調帯域の狭帯域化により分散トレランスに改善が見られている。このように、アイ開口ペナル

ティと符号間干渉及び波形劣化等を適切に考慮することにより、半ビットシフト多重変調方式に於いても、分散トレランスを十分に拡げることができる。

【0068】本実施形態により、光伝送システムに使用される光送信機において、ビットレートの半分の動作速度の電子デバイスを用いて光信号を生成すると共に、駆動信号の狭帯域化による伝送信号の波長分散トレランスの拡大により、より長距離の伝送を可能にすることができる。

【0069】図13は、半ビットシフト多重変調方式を用いた光通信システムの構成例を示す図である。両側電極マッハツェンダ形光変調器を用いて、ビットレートが $B/2$ （ b/s ）で、振幅が $V\pi$ 、位相が半周期ずれた二つの独立な変調入力電気信号から、ビットレートが B （ b/s ）の変調光信号を取り出す光送信機10と、光ファイバ伝送路12と光受信機11から構成される。図18～図21（特開平3-200923号公報）の方式と異なるところは、入力電気信号源#1、#2のいずれの変調入力電気信号に対しても出力光信号がチャープを生じない零チャープ光変調器を用いていることであり、例えば、前述の図2の電極構成を用いることで実現できる。

【0070】入力電気信号源#1、#2からは、それぞれ独立した、ビットレート $B/2$ （ b/s ）の電気信号が出力される。入力電気信号源#2から出力された電気信号は、半ビット分信号の位相をシフトする $T/2$ 遅延器13に入力され、入力電気信号源#1の電気信号に対し、半ビット分シフトされて、駆動回路#2に入力される。駆動回路#1及び#2では、入力された電気信号を零チャープ光変調器を駆動するための振幅にまで増幅する。零チャープ光変調器には光源LDから出力されたCW光が入力され、駆動回路#1、#2から印加される駆動信号によって位相変調される。駆動信号によってそれぞれ位相変調されたCW光は合波されることによって光強度変調信号に変換される。終端部#1、#2は、それぞれ入力電気信号源#1、#2からの駆動電気信号を終端する。零チャープ光変調器によって半ビットシフト多重変調された光出力信号のビットレートは B （ b/s ）となっている。このようにして生成された光出力信号は光ファイバ伝送路12を介して光受信機に送信される。

【0071】図14は、図13の光送信機の零チャープ光変調器部分を詳細に示した構成例示す図である。入力電気信号源#1、#2から出力される入力電気信号間の半タイムスロット（半ビット）の遅延差は、例えば、電気信号線の長さを調節することで入力電気信号間に与えることが可能である。零チャープ光変調器の電気出力端子にはバイアスティー#1、#2と高速信号用の終端器#1、#2を用いている。ここで、バイアスティー#1、#2は、図19における駆動電気信号対光強度の特性曲線に対して、駆動信号の中心電圧を適正值に設定す

るためのバイアス電圧を供給するために用いている（図19の説明では、バイアス電圧を省略した）。光変調特性は、2つの電極に生じる電位差のみに影響されるため、例えば、バイアスティー#2に与える直流電位を0Vとし、バイアスティー#1に与えるバイアス電圧のみをバイアス電圧供給回路20を用いて調整すればよい。また、コンデンサC1～C4はバイアス電圧をこの位置で遮断するために用いている。ここで、上述のように、電気入力信号のスペクトルを狭くすることで、分散耐力を拡大することができる。それは、帯域の低い駆動デバイスを用いることができるというさらなる利点がある。更に意図的に帯域を調整して伝送特性の最適化を図るためには、同図のように低域透過フィルタ（LPF#1、#2）を用いることもできる。なお、入力電気信号の帯域を制限するにはLPF#1、#2を設けてもよいし、駆動回路#1、#2のアンプの帯域を制限することによっても実現することができる。従って、駆動回路#1、#2のアンプの帯域を制限する場合には、LPF#1、#2は特に必要とされないので、同図では、括弧に入れて図示してある。

【0072】零チャープ光変調器に駆動信号を与えて半ビットシフト多重変調を行う動作に関しては、前述したとおりであるので説明を省略する。図15は、半ビットシフト多重方式を用いたときの光受信機構成に関する実施形態を示す図である。

【0073】同図（a）に示されるように、光受信機28は、 $B(b/s)$ 伝送光信号を光電変換するための受光部25、電気信号の一部からそれに同期した $B/2$ （Hz）のクロック信号を得るためのクロック抽出部26、 $B(b/s)$ の電気信号から、送信機における入力電気信号と同一の $B/2(b/s)$ の独立な二つの電気信号を復調する復調部27から構成される。復調の原理の一例としては、同図（b）に示したように、 $B(b/s)$ の電気信号（a）の立ち上がり、または、たち下がりが、1タイムスロット（ $T=1/B(sec)$ ）を単位として奇数番目の時間位置にある場合には復調電気信号#1を反転させ、偶数番目の位置にある場合には復調電気信号#2を反転させることで、ビットレートが $B/2(b/s)$ の独立な二つの復調信号を得ることができる。 $B(b/s)$ 電気信号（a）の立ち上がり、または、たち下がりが、奇数番目及び偶数番目のいずれの時間位置にあるかは、抽出した $B/2(Hz)$ クロック（b）との位相比較によって、例えば、クロックの立ち上がりの時間と一致しているか、たち下がりの時間と一致しているかで区別することができる。

【0074】図16及び図17は、図15の復調方式を回路で実現する場合の構成例とその動作の詳細を示す図である。ビットレートが $B(b/s)$ の光信号は、受光部30で受光され、電気信号に変換される。受光部30から出力される電気信号の例が図17の（a）に示され

ている。この電気信号の1ビット分のタイムスロット長は $T=1/B(sec)$ である。受信電気信号の立ち上がり、及び、たち下がり（エッジ）を検出するために、 $T/2$ 遅延部31とEX-OR32からなるエッジ検出部35を設けている。エッジ検出部35では、受信電気信号が分岐されて、 $T/2$ 遅延部31において $T/2$ の時間差が与えられ、論理回路EX-OR（Exclusive-or；排他的論理和）32に入力される。EX-OR32の動作は以下の表2のようになる。

【0075】

【表2】

[EX-OR]		信号(b)	
		0	1
信号(a)	0	0	1
	1	1	0

【0076】その結果、図17（c）に示すように、エッジの位置で信号が“1”となるエッジ抽出用の信号が生成される。エッジ抽出用信号のパルスの時間位置が T を単位として偶数番目と奇数番目のいずれにあるか判別するために、EX-OR32からの出力を分離し、各々をクロック抽出部33からの $B/2(Hz)$ クロック（d1）、（d2）とともに偶奇エッジ検出部36の論理回路D-FF（D形フリップフロップ）に入力する。 $B/2(Hz)$ クロック（d1）、（d2）は互いに逆位相になるように、クロック抽出部33からのクロック信号の内、クロック（d2）は、クロック（d1）をインバータ34によってパルス反転させたものを使用する。クロック（d1）、（d2）の信号波形は、図17の（d1）、（d2）に示されている。なお、クロック（d1）、（d2）は、信号（c）の偶数番目と奇数番目に立ち上がりが一致するように位相調整しておく。D-FF#1、#2の動作は、以下の表3のようになる。

【0077】

【表3】

[D-FF]		クロック	
		立ち上がり時	
信号(c)	0	0	
	データ	1	

【0078】その結果、信号（e1）、（e2）が示すように、クロック（d1）、（d2）の立ち上がり時に信号（c）が“1”か“0”かによって、それぞれD-FF#1、#2は、“1”あるいは“0”を保持することになる。すなわち、信号（e1）、（e2）は、それぞれ、信号（c）のパルスが奇数位置、偶数位置にある

場合、すなわち、信号 (a) のエッジが奇数位置、偶数位置にある場合に各々 “ 1 ” 、無い場合に “ 0 ” となる。次に、信号 (e 1) 、 (e 2) は、反転部 37 の EX-OR # 1 、 # 2 に入力する。EX-OR # 1 、 # 2 は、2 T 遅延部 38 、 39 によって遅延されて入力される 1 タイムスロット (2 T sec) 前の入力と D-F F # 1 、 # 2 からの入力との EX-OR を取り、D-F F # 1 、 # 2 からの入力が “ 1 ” の場合に、2 T 遅延部 38 、 39 からの入力を反転させて出力する回路である。

		入力 # 2 = a _n	
		0	1
入力 # 1 = b _{n-1}	0	0	1
	1	1	0

よって
 入力 a_n = 0 → b_n = b_{n-1} (出力不変)
 入力 a_n = 1 → b_n = 1 - b_{n-1} (出力反転)

【 0080 】その結果、信号 (f 1) 、 (f 2) には、送信機における入力電気信号と同一の B / 2 (b / s) の独立な二つの復調電気信号が得られる。このようにして、元の信号が再生できるのは、半ビットシフト多重変調が、信号 (f 1) と半ビットシフトされた信号 (f 2) とを以下の表に基づいて変調していることと同義であるからである。

【 0081 】

【表 5】

		印加信号 (f 2)	
		1	0
印加信号 (f 1)	0	1	0
	1	0	1

【 0082 】すなわち、図 17 の信号 (f 1) 、 (f 2) から半ビットシフト多重変調によって信号 (a) を得る場合を考えてみる。はじめに、1 タイムスロットが 2 T (sec) の信号 (f 1) が立ち上がると、1 タイムスロットが 2 T (sec) で T (sec) だけ遅延した信号 (f 2) は、まだ立ち上がっていないので、信号 (a) は、“ 0 ” となる。次に、信号 (f 1) の立ち上がりから T (sec) 後に信号 (f 2) が立ち上がると、表 5 より信号 (a) は “ 1 ” になる。信号 (f 2) が立ち上がらなかった場合には信号 (a) は、“ 0 ” のままである。このように、表 5 から、信号 (a) が “ 1 ” の場合には、信号 (f 1) 、 (f 2) が共に “ 1 ” か “ 0 ” であり、信号 (a) が “ 0 ” の場合には、信号 (f 1) 、 (f 2) のいずれかが “ 1 ” であり、他方が “ 0 ” となっている。信号 (f 1) と信号 (f 2) とは、送信側では、半ビットシフトされて多重されているので、最初、例えば、信号 (f 1) を信号 (a) のある状態で “ 1 ” に立ち上げた場合、信号 (f 1) を立ち上げてから T (sec) 後の信号 (a) の状

つまり、ビットレートが B / 2 (b / s) の入力データ信号 (1 タイムスロット = 2 T) を数列 a_n、出力データ信号を数列 b_n と見なした場合 (n は入力される信号のタイムスロットの時間順序を示す：1 タイムスロット前の出力データ信号は b_{n-1} と表される) 、以下の表 4 のようになる。

【 0079 】

【表 4】

態が、依然 “ 1 ” であれば、すなわち、信号 (a) にエッジがなければ、信号 (f 2) は、“ 1 ” となる。また、同様に、信号 (f 1) を “ 1 ” に立ち上げてから T (sec) 後の信号 (a) の状態が “ 0 ” 、すなわち、信号 (a) にエッジがあった場合には、信号 (f 2) が “ 1 ” から “ 0 ” となる。これは、信号 (f 1) は、T (sec) 後には変化しないからである。

【 0083 】そこで、信号 (a) から、元の 2 つの信号を再生するには、信号 (f 1) の周期 2 T 毎のエッジの有無と、信号 (f 2) の遅延 T 分だけおくれた周期 2 T 毎のエッジの有無を知る必要がある。本構成例では、信号 (c) を設けることによって、信号 (a) のエッジの時間位置を特定すると共に、信号 (f 1) 、 (f 2) の周期 2 T 毎の変化を生成するために信号 (e 1) 、 (e 2) が設けられている。信号 (e 1) は、タイムスロットの 2 T (sec) の周期毎に信号 (a) に立ち上がりなどのエッジがあるか無いかを判断するものである。元の信号 (f 1) と信号 (f 2) が半ビットシフトされているため、信号 (f 1) が変化するとき、信号 (f 2) は一定値を取っていることになる。したがって、2 T (sec) 周期毎にエッジが存在すれば、信号 (f 1) が変化したことを意味しており、信号 (a) のエッジがなければ信号 (f 1) は、変化していないということになる。信号 (e 1) と同様の目的で信号 (e 2) は設けられており、信号 (a) の最初から T (sec) 遅延した 2 T (sec) 周期の時間地点において信号 (a) のエッジが存在すれば、信号 (f 2) が変化したことを示し、信号 (a) のエッジが存在しなければ、信号 (f 2) が変化していないことを意味する。信号 (e 1) 、 (e 2) は、このように、信号 (f 1) 、 (f 2) それぞれに変化があったか否かを示す信号になっている。

【 0084 】

【発明の効果】本発明によれば、電気回路で生成される信号のビットレートの 2 倍のビットレートの光信号を光

変調によって生成し送信する。この場合、変調光がチャープピングを受けることを防止し、光信号が光ファイバの波長分散特性によって受ける波形劣化あるいはアイ開口ペナルティの劣化を抑制することができる。従って、長距離高速光通信の実現に寄与するところが大い。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施形態であるマッハツェンダ形光変調器の原理構成例を示すブロック図である。

【図 2】本発明の一実施形態である具体的な変調器の電極構成を示す図である。

【図 3】零チャープ変調器の第 2 の具体的構成例を示す図である。

【図 4】本実施形態のマッハツェンダ形光変調器を用いた半ビットシフト多重変調方式を含む各変調方式における分散トレランスを示す図である。

【図 5】本実施形態のマッハツェンダ形光変調器を用いた半ビットシフト多重変調方式を含む各変調方式におけるアイダイアグラムを示す図である。

【図 6】本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式とその他の変調方式によって生成される光信号のスペクトル分布を示した図である。

【図 7】片側駆動の場合の零チャープ変調器の原理構成例を示す図である。

【図 8】片側駆動の場合の零チャープ変調器の具体的構成例を示す図である。

【図 9】本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式の変調帯域を変化させていったときの分散トレランスの様子を示す図である。

【図 10】本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式において、変調帯域を変化させた場合の出力における波形の様子を示すアイダイアグラムである。

【図 11】本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式において、変調帯域を変化させた場合の光信号のスペクトルの拡がりの様子を示した図である。

【図 12】各変調方式における変調帯域対分散トレランスの計算結果を示す図である。

【図 13】半ビットシフト多重変調方式を用いた光通信システムの構成例を示す図である。

【図 14】図 13 の光送信機の零チャープ光変調器部分

を詳細に示した構成例示す図である。

【図 15】半ビットシフト多重方式を用いたときの光受信機構成に関する実施形態を示す図である。

【図 16】図 15 の復調方式を回路で実現する場合の構成例とその動作の詳細を示す図（その 1）である。

【図 17】図 15 の復調方式を回路で実現する場合の構成例とその動作の詳細を示す図（その 2）である。

【図 18】従来の変調方式を説明する図（その 1）である。

【図 19】従来の変調方式を説明する図（その 2）である。

【図 20】従来の変調方式を説明する図（その 3）である。

【図 21】従来の変調方式を説明する図（その 4）である。

【図 22】従来例における半ビットシフト多重変調方式に使用する両側電極マッハツェンダ形光変調器の構成を示す図である。

【図 23】各変調方式における総波長分散量とアイ開口ペナルティの関係を示す図である。

【図 24】各変調方式における受信側での波形劣化の様子を示すアイダイアグラムである。

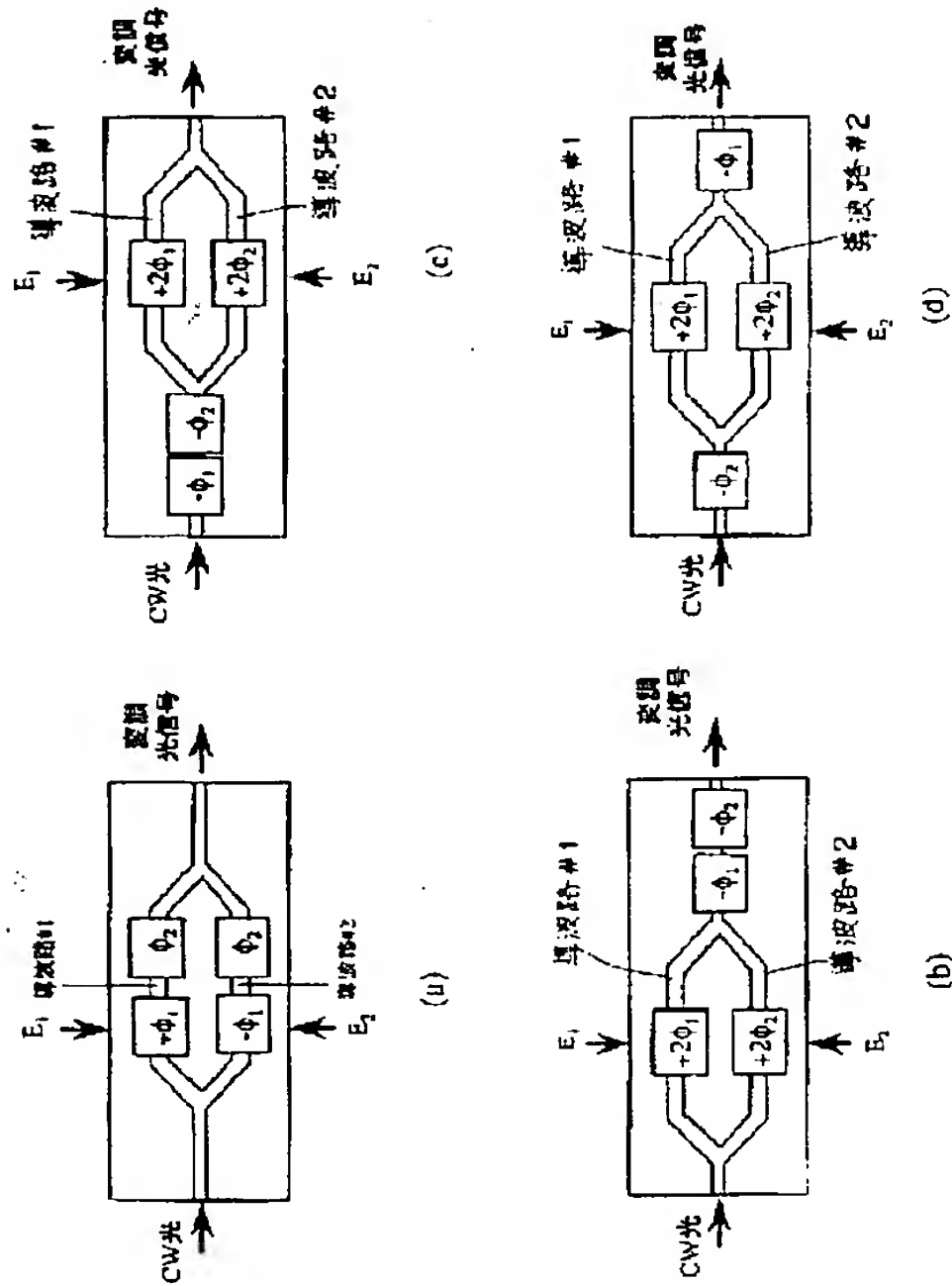
【図 25】従来技術における光信号強度 $P(t)$ とチャープピング $\Delta\lambda(t)$ の時間変化を示した図である。

【符号の説明】

10	光送信機
11、28	光受信機
12	光ファイバ伝送路
13、31	T/2遅延器
20	バイアス電圧供給回路
25、30	受光部
26、33	クロック抽出部
27	復調部
32	EX-OR
34	インバータ
35	エッジ検出部
36	偶奇エッジ検出部
37	反転部
38、39	2T遅延部

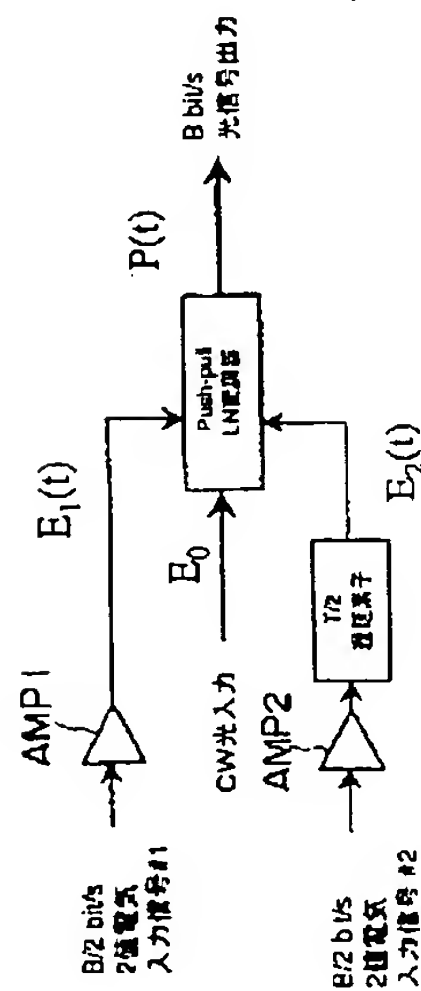
【図1】

本発明の実施形態であるマッハツェンダ形光変調器の原理構成例を示すブロック図



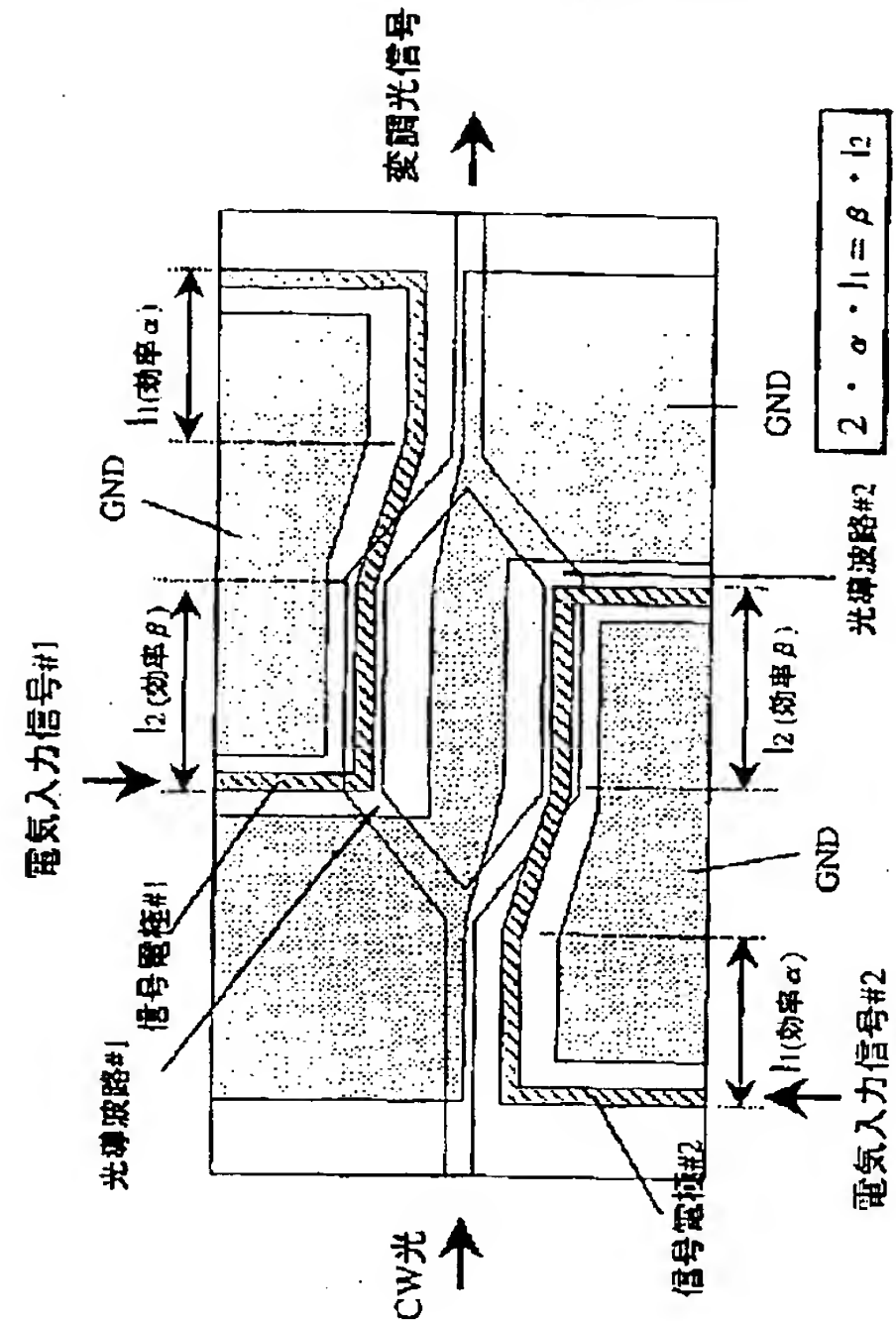
【図18】

従来の変調方式を説明する図 (その1)



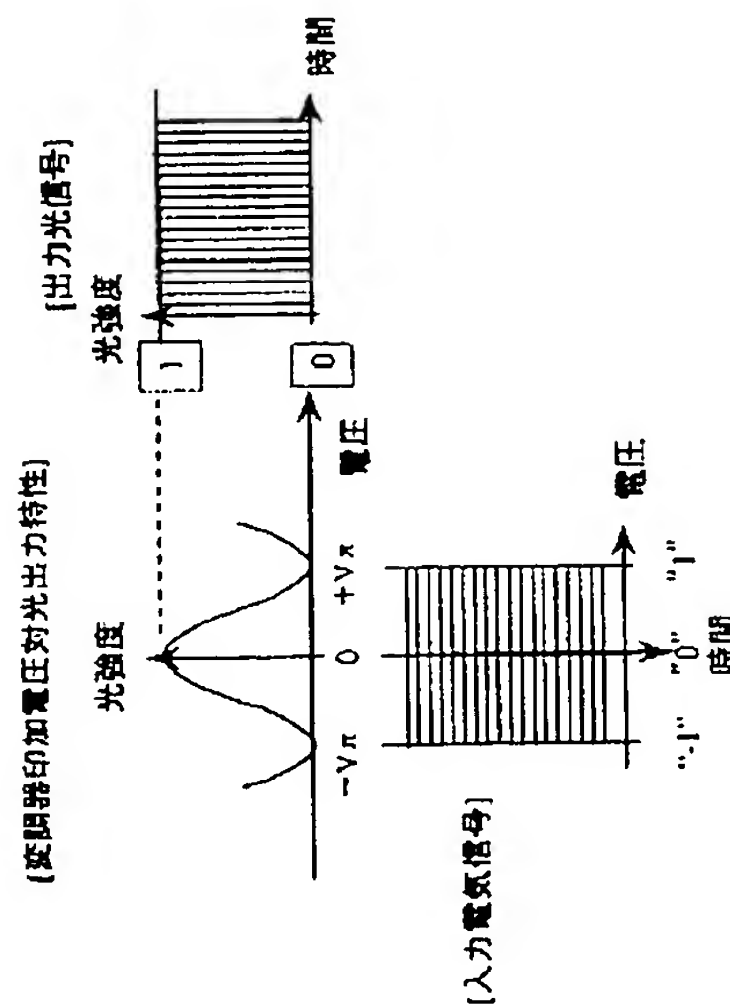
【図2】

本発明の一実施形態である具体的な変調器の電極構成を示す図



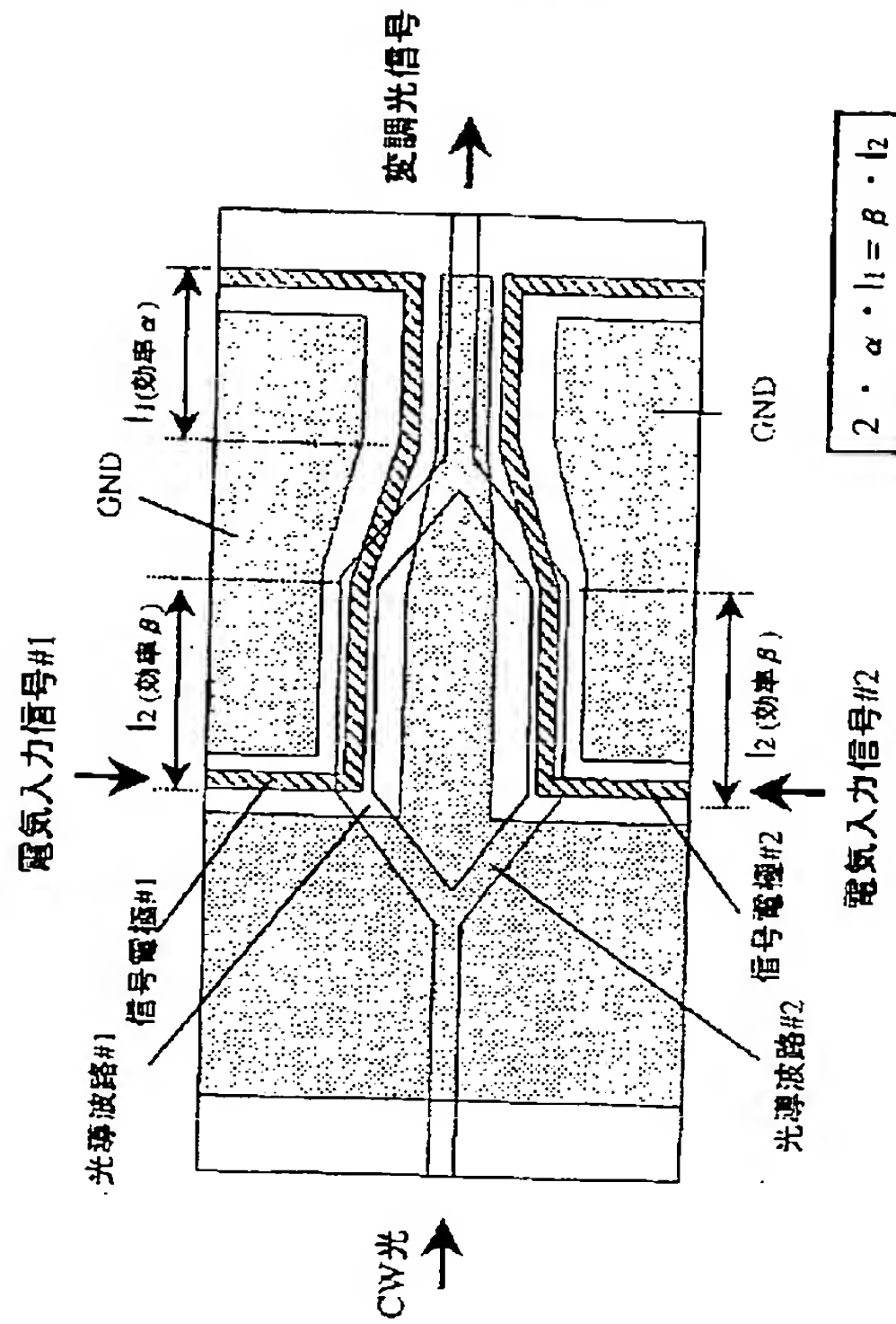
【図19】

従来の変調方式を説明する図 (その2)



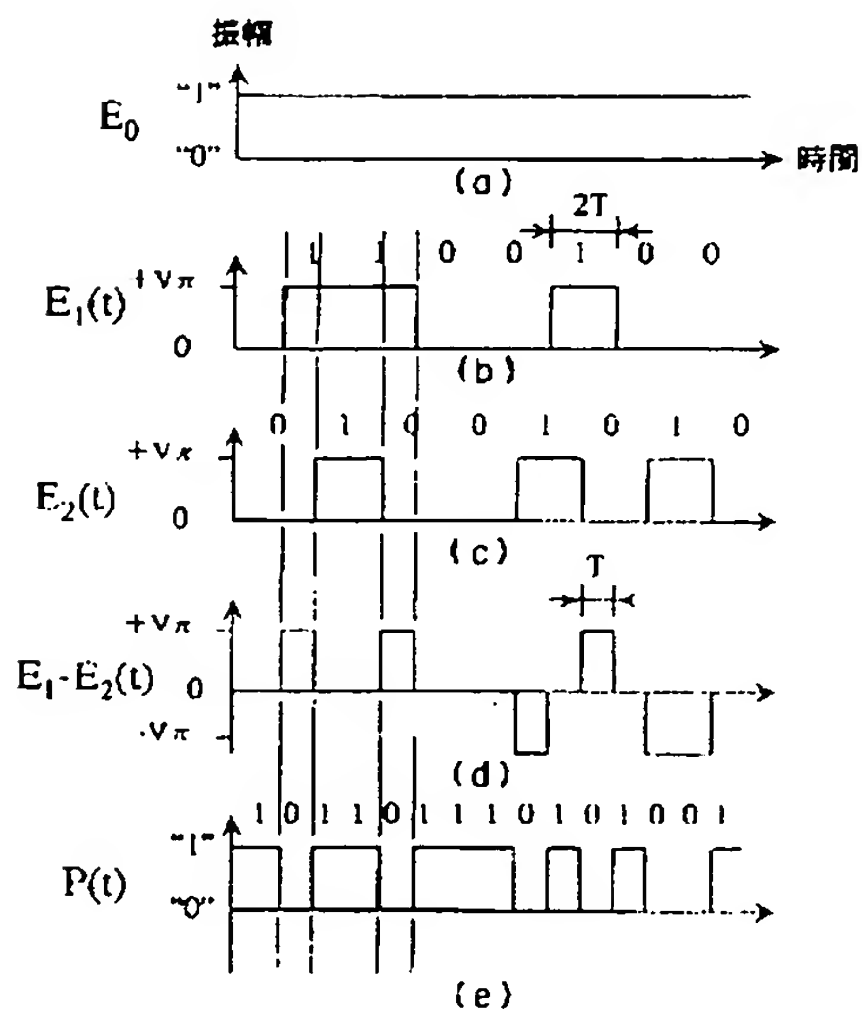
【図3】

本チャープ変調器の第2の具体的構成例を示す図



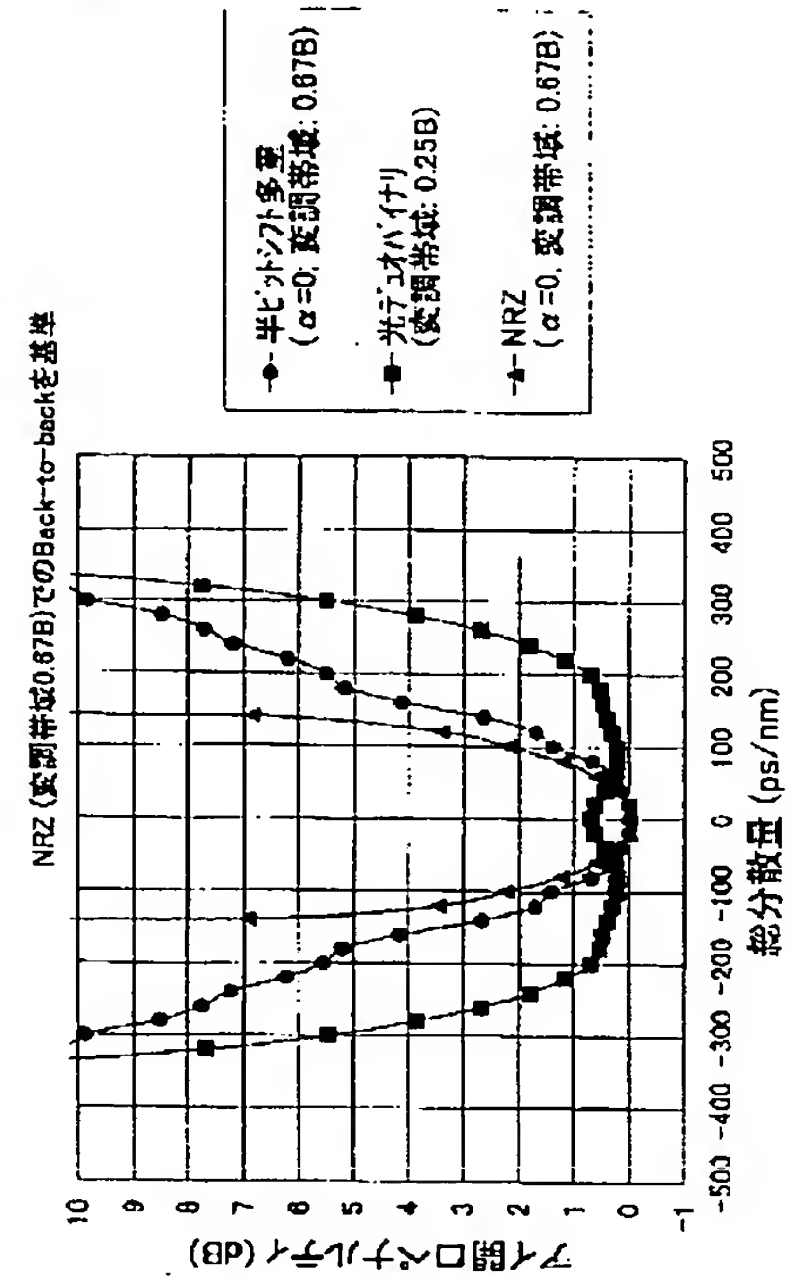
【図21】

従来の変調方式を説明する図 (その4)



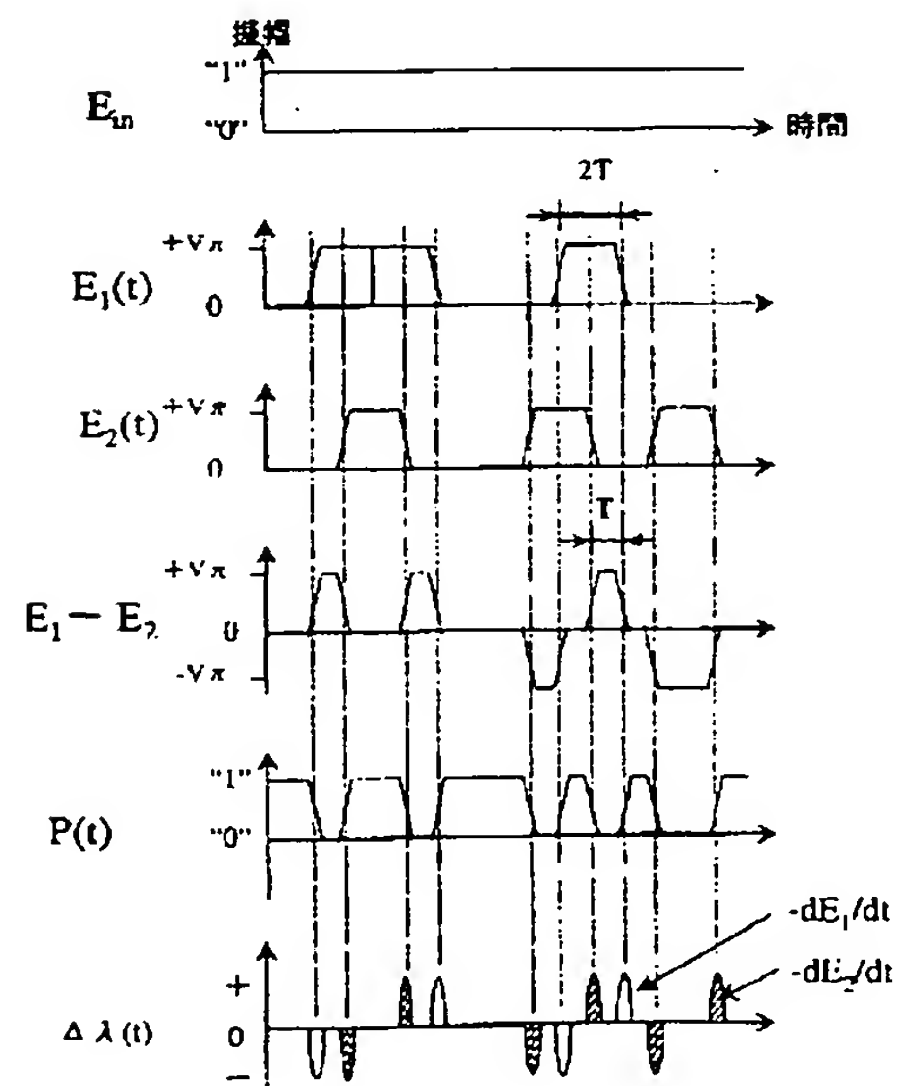
【図4】

本実施形態のマッハツェンダ形式変調器を用いた半ビットシフト多重変調方式を含む各変調方式における分散トランスを示す図



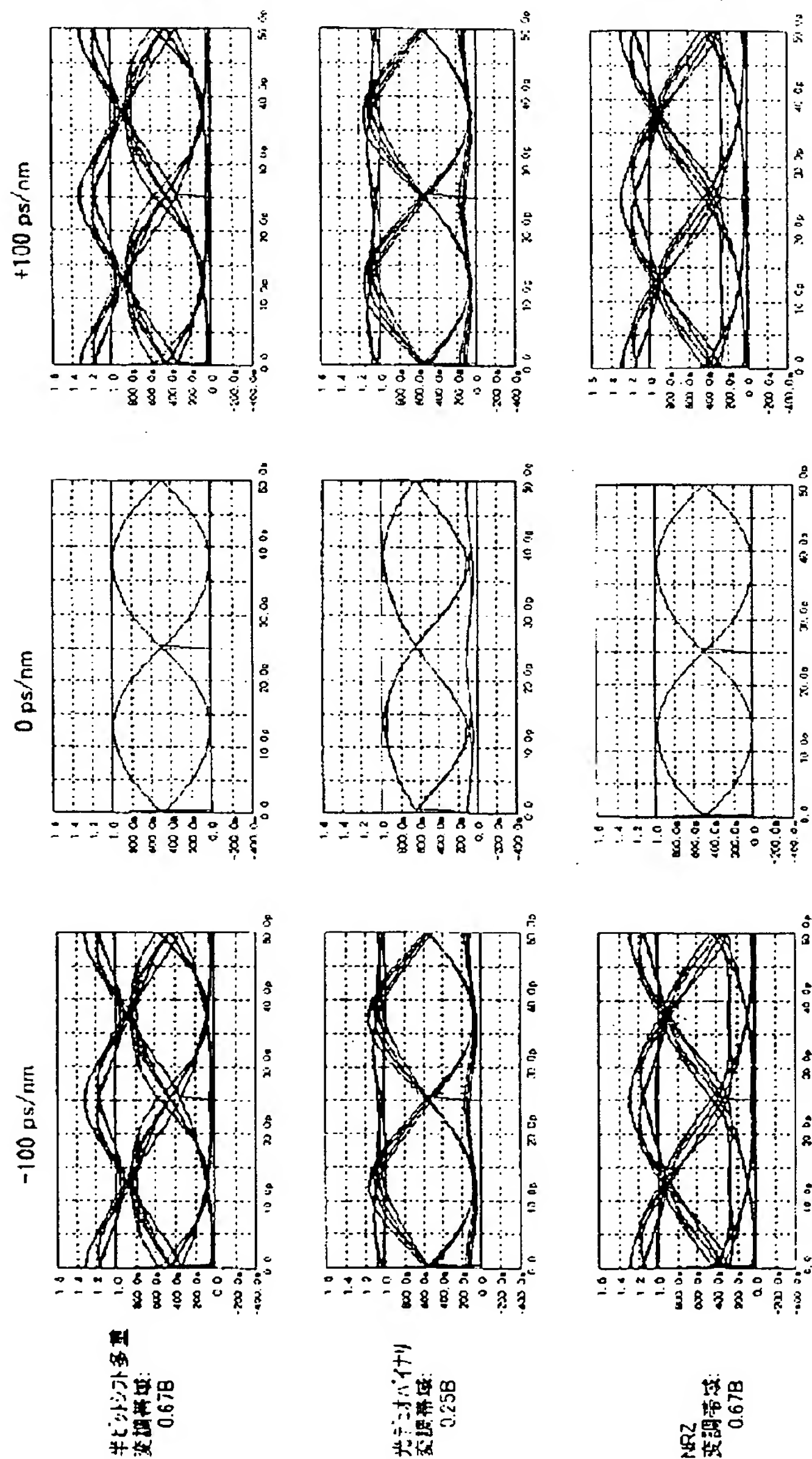
【図25】

従来技術における光信号強度 $P(t)$ とチャープ $\Delta\lambda(t)$ の時間変化を示した図



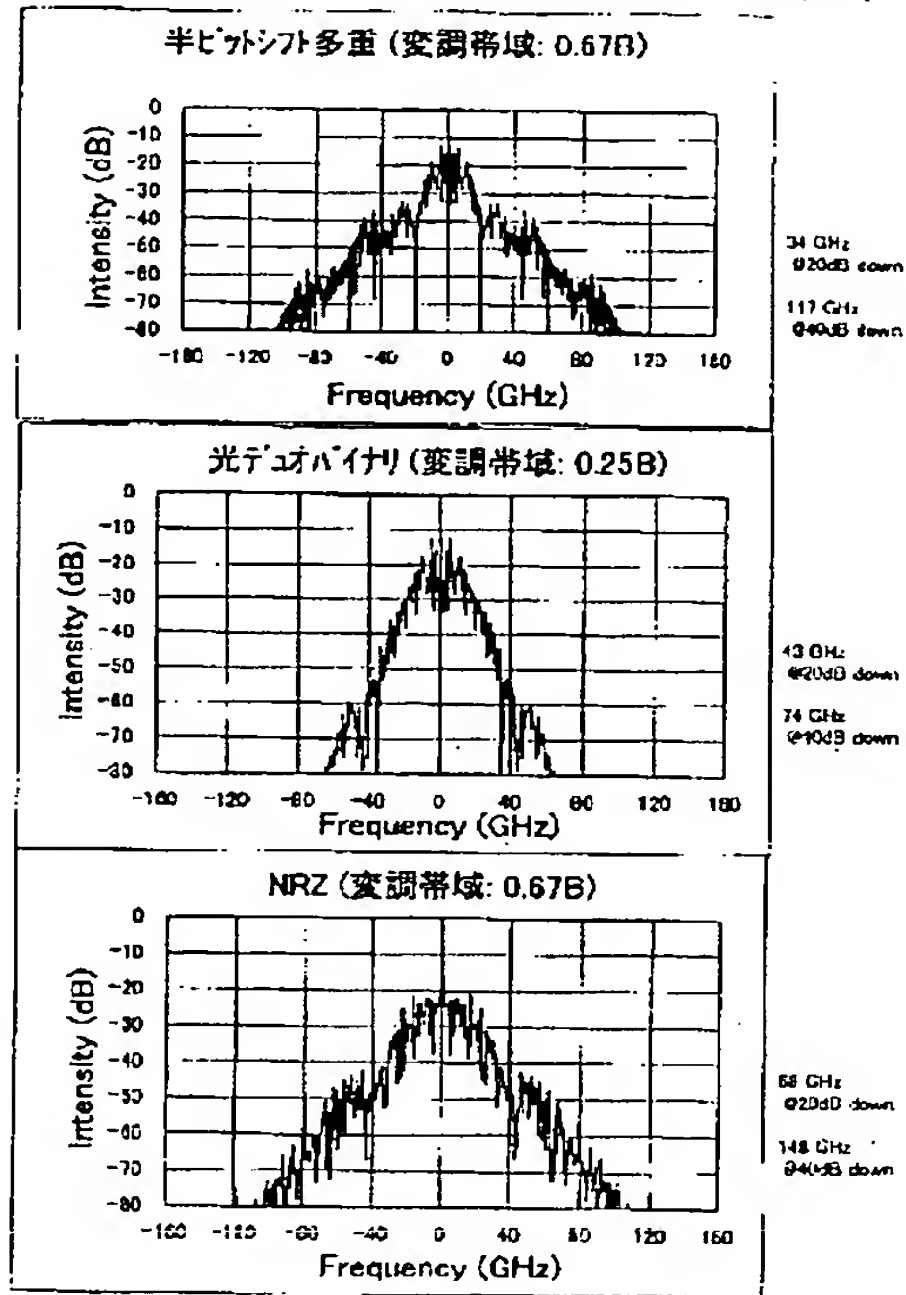
【図5】

本実施形態のマッハツェンダ形光変調器を用いた半ビットシフト多重変調方式を含む各変調方式におけるアイダイアグラムを示す図



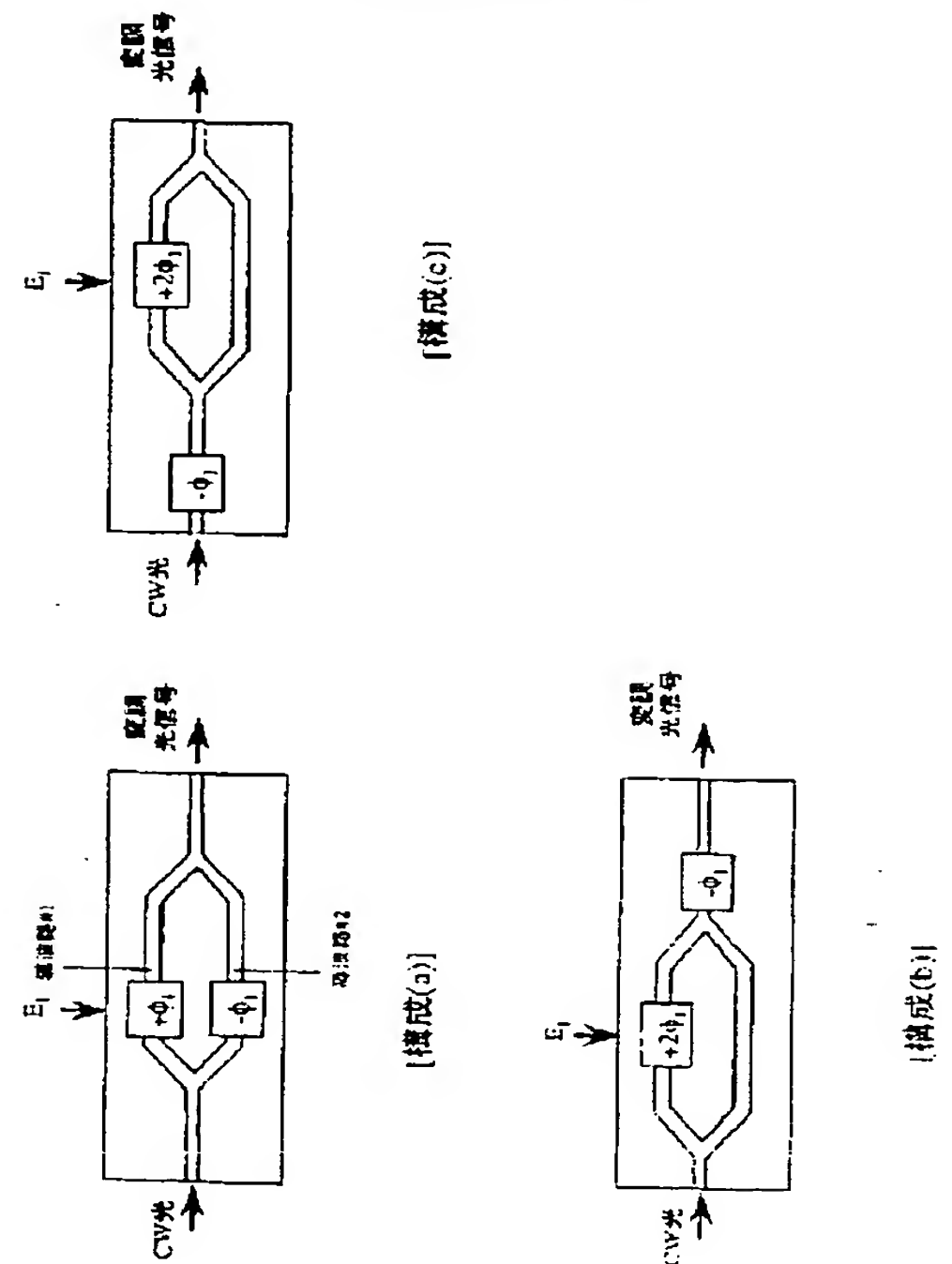
【図6】

本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式とその他の変調方式によって生成される光信号のスペクトル分布を示した図



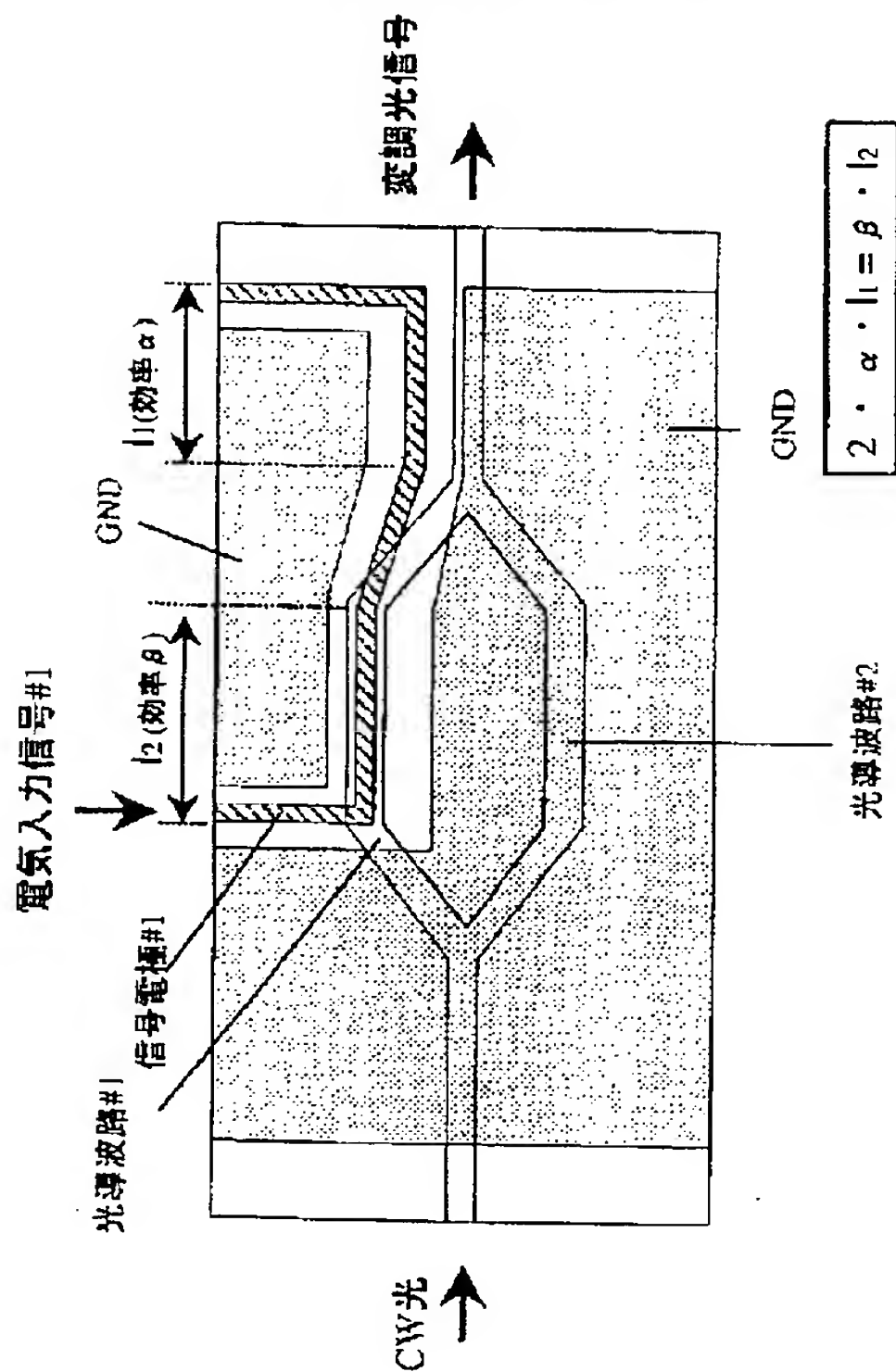
【図7】

片側駆動の場合の等チャープ変調器の原理構成例を示す図



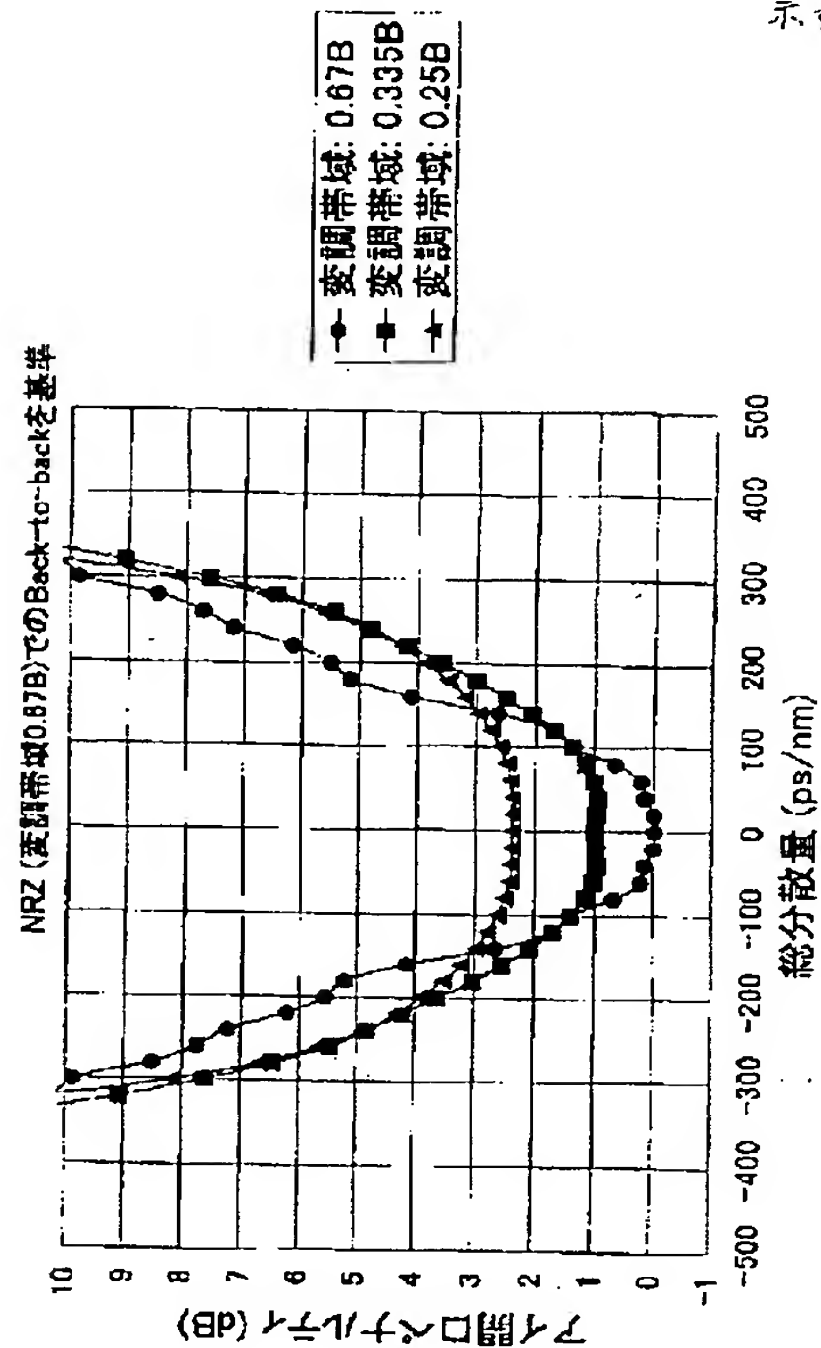
【図8】

片側駆動の場合の零チャージ変調器の
具体的構成例を示す図



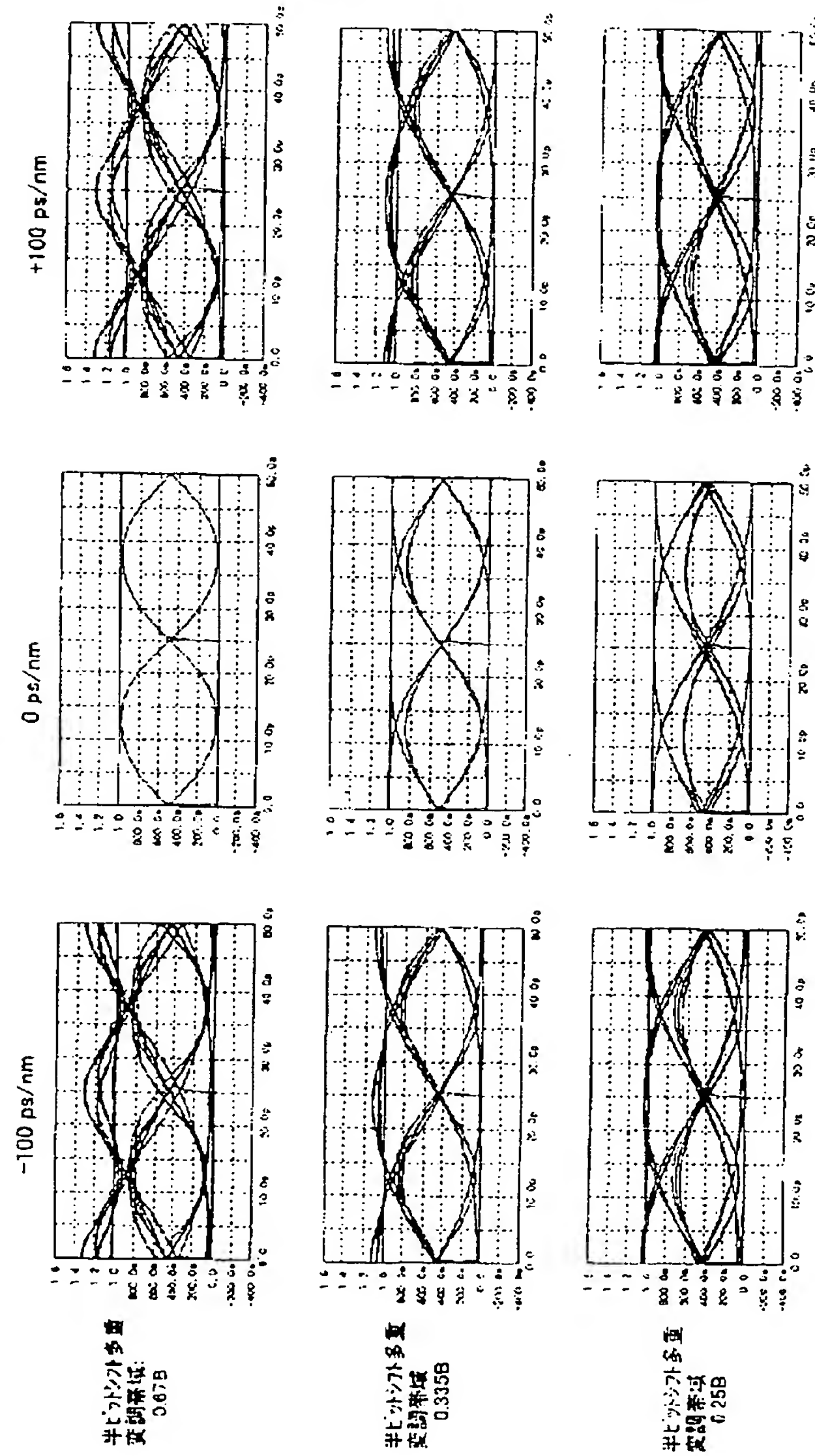
【図9】

本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式の
変調帯域を変化させていったときの分散トランスの様子を
示す図



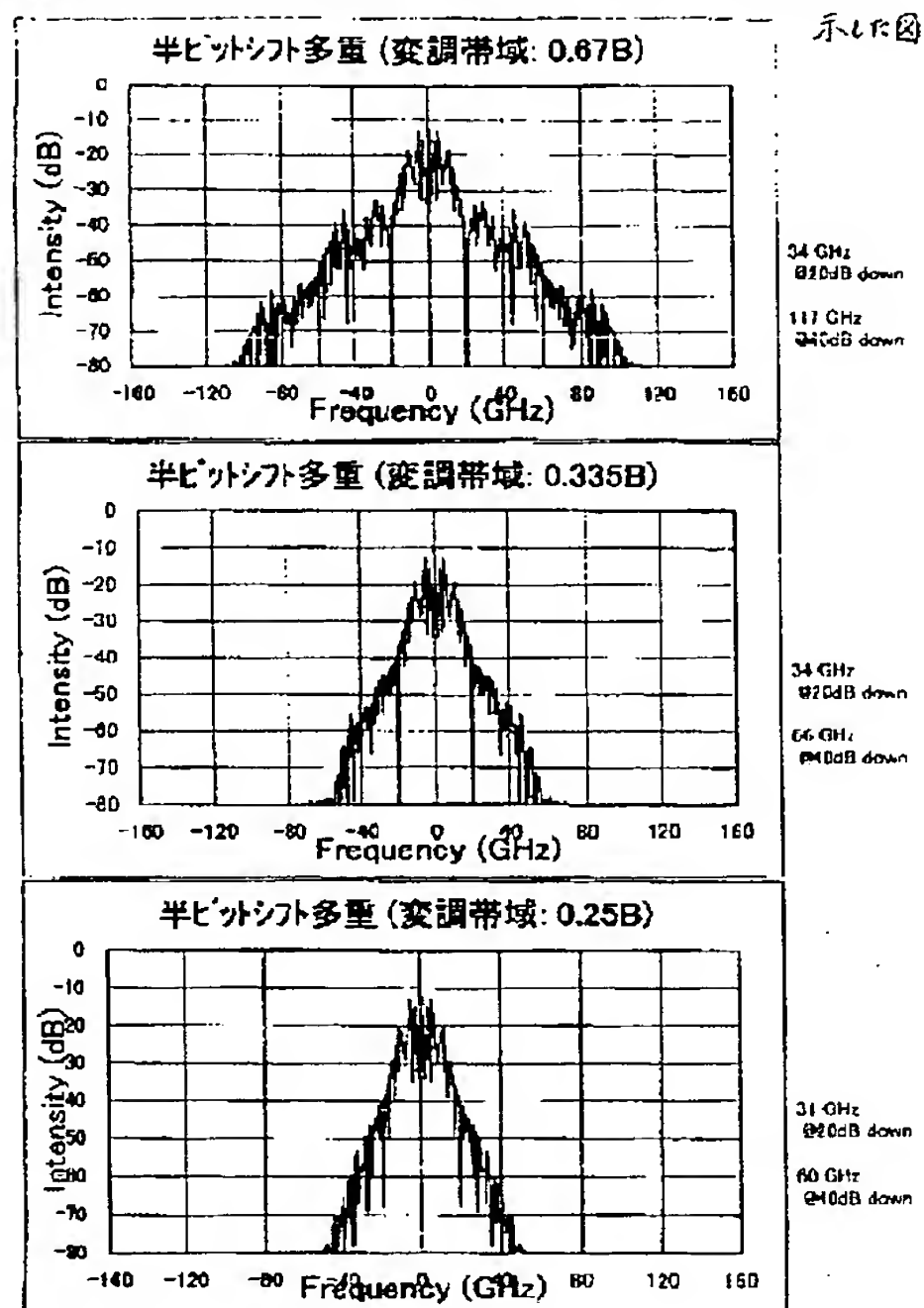
【図10】

本実施形態を適用した半ビットシフト多重変調方式において、
変調帯域を変化させた場合の出力における波形の様子を示すアイダイアグラム



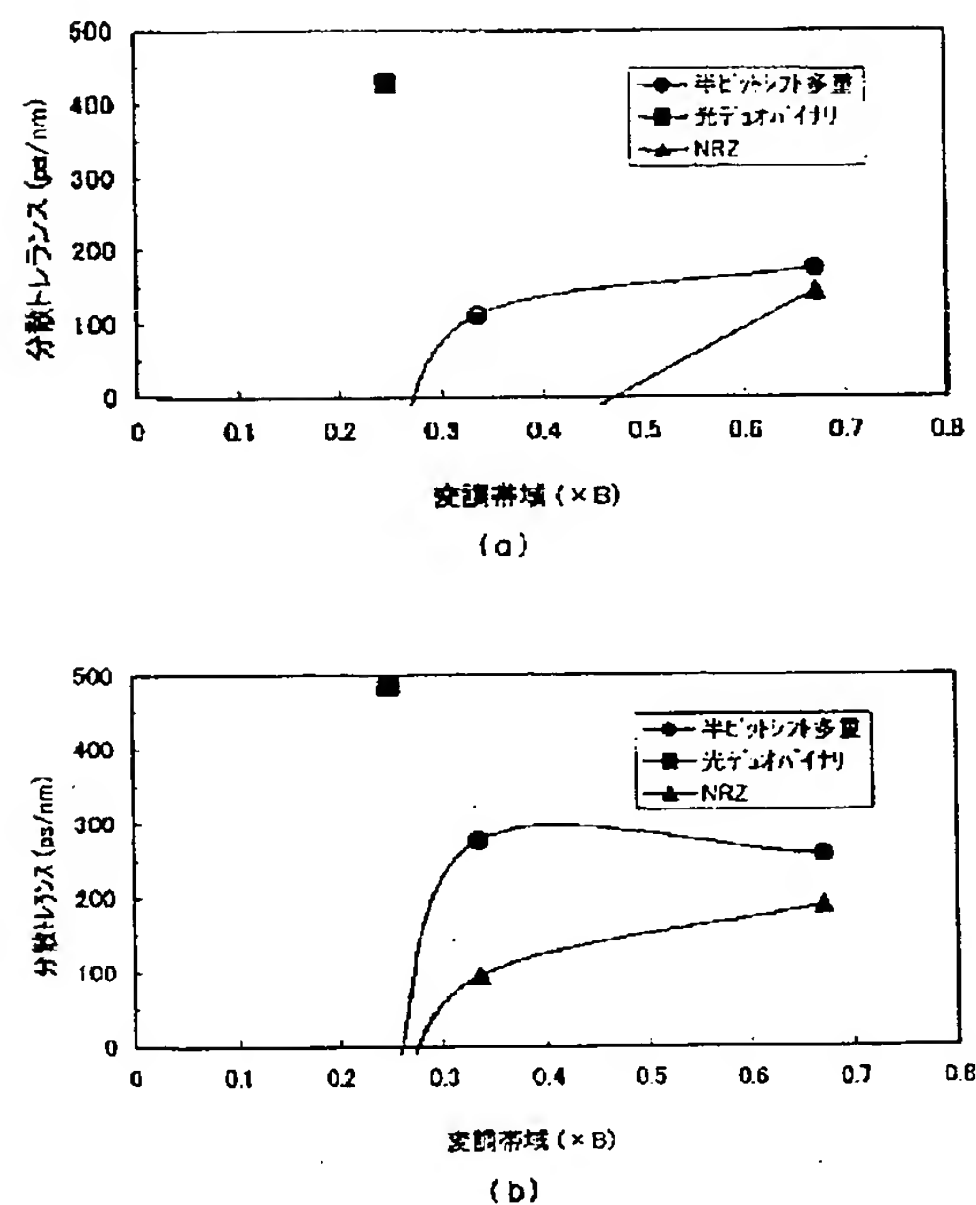
【図11】

本実施形態に適用した半ビットシフト多重変調方式において、
変調帯域を変化させた場合の光信号のスペクトルの拡がりの様子を



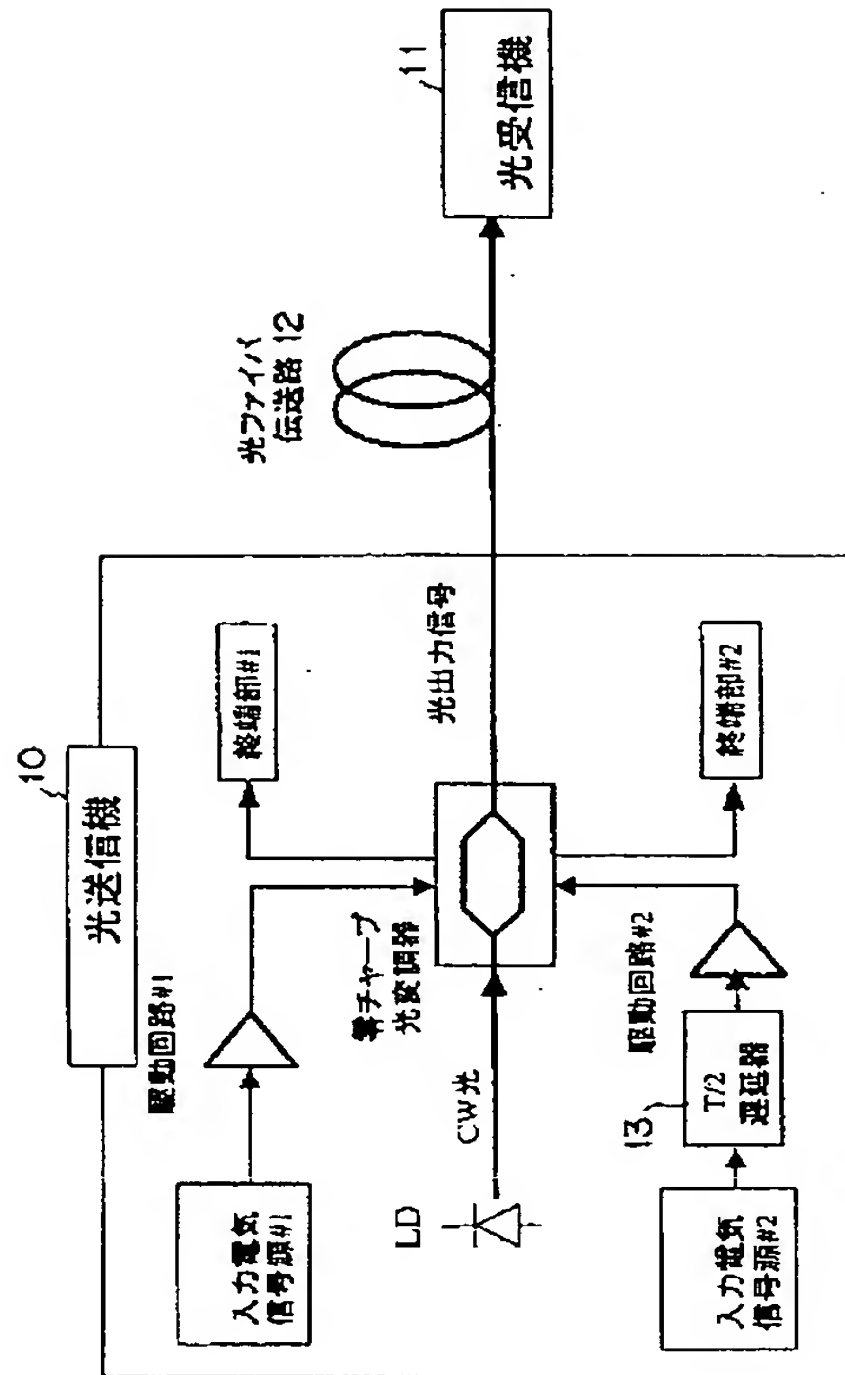
【図12】

各変調方式における変調帯域対分散トランスの
計算結果を示す図



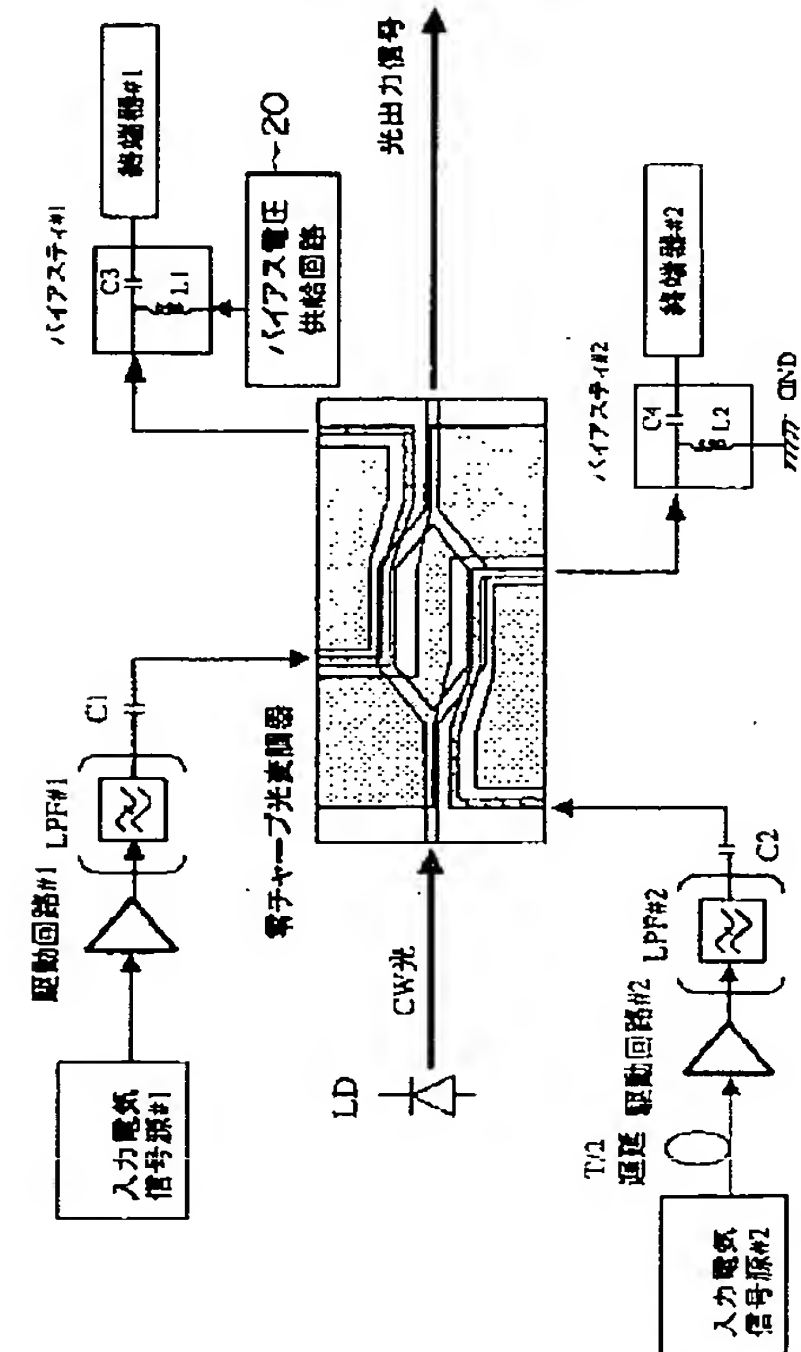
【図 13】

半ビットシフト多重変調方式を用いた
光通信システムの構成例を示す図



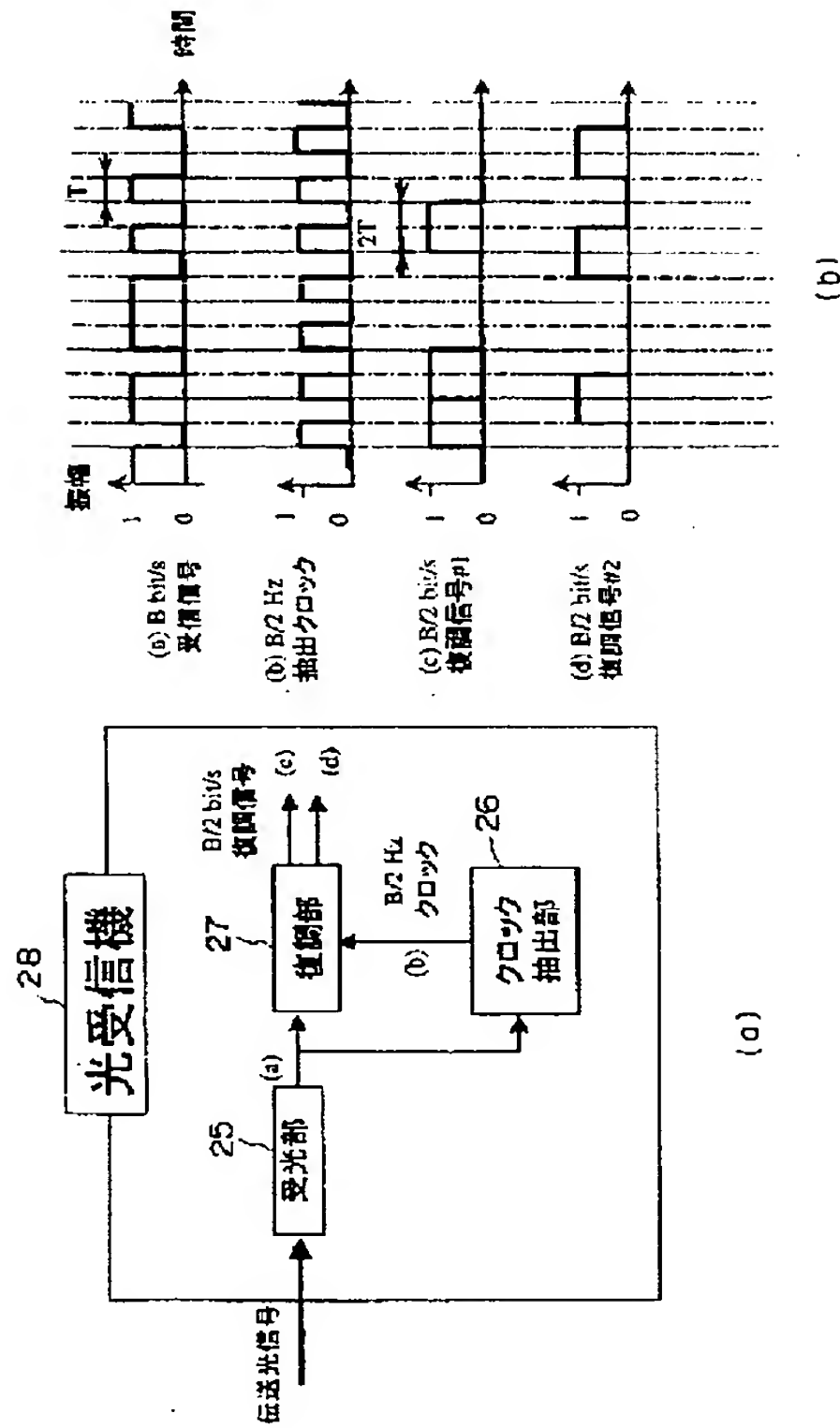
【图 1-4】

図13の光送信機の零チャープ光変調器部分を
詳細に示した構成例を示す図



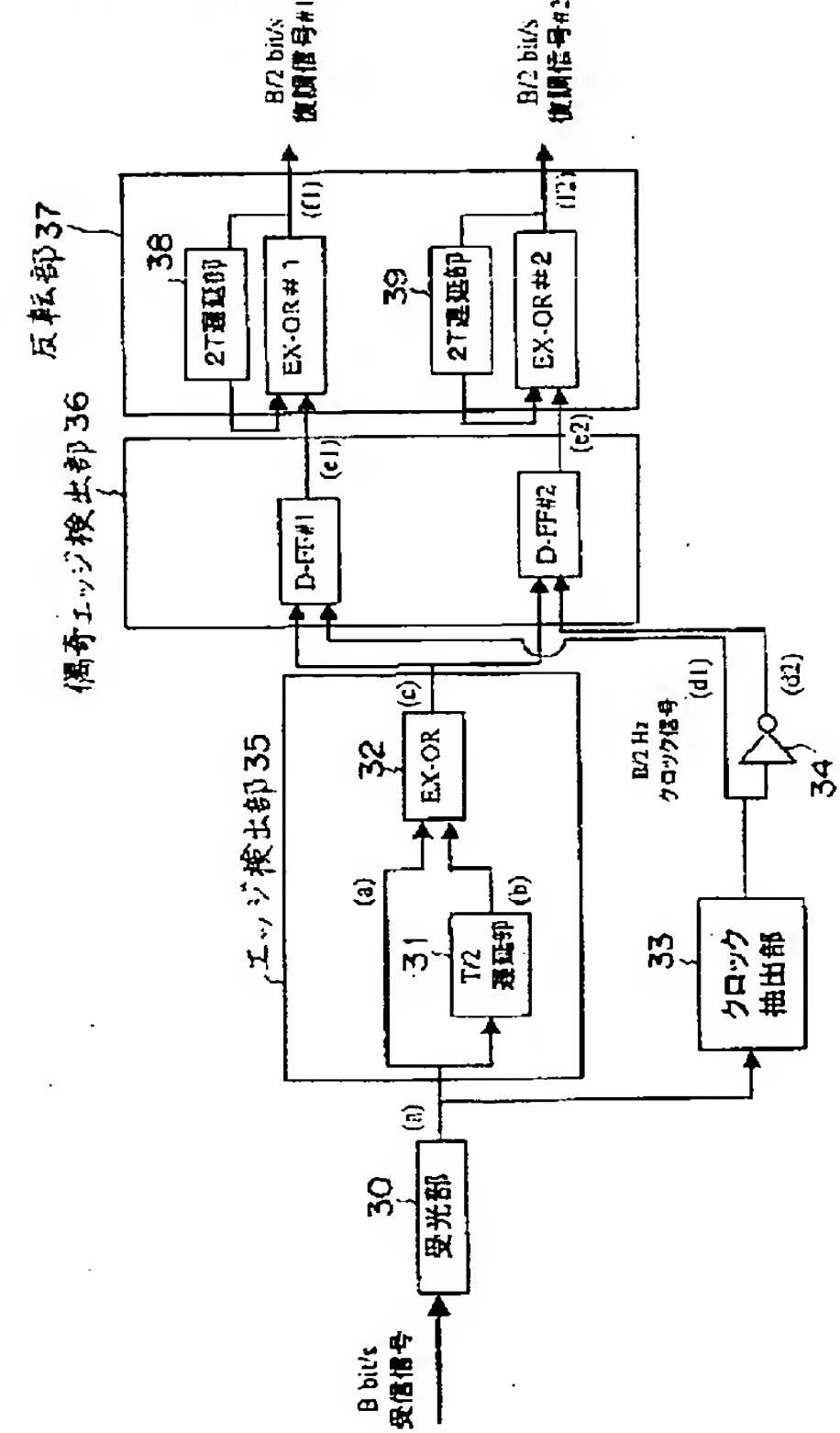
【図15】

半ビットシフト多重方式を用いたときの
光受信構成に関する実施形態を示す図



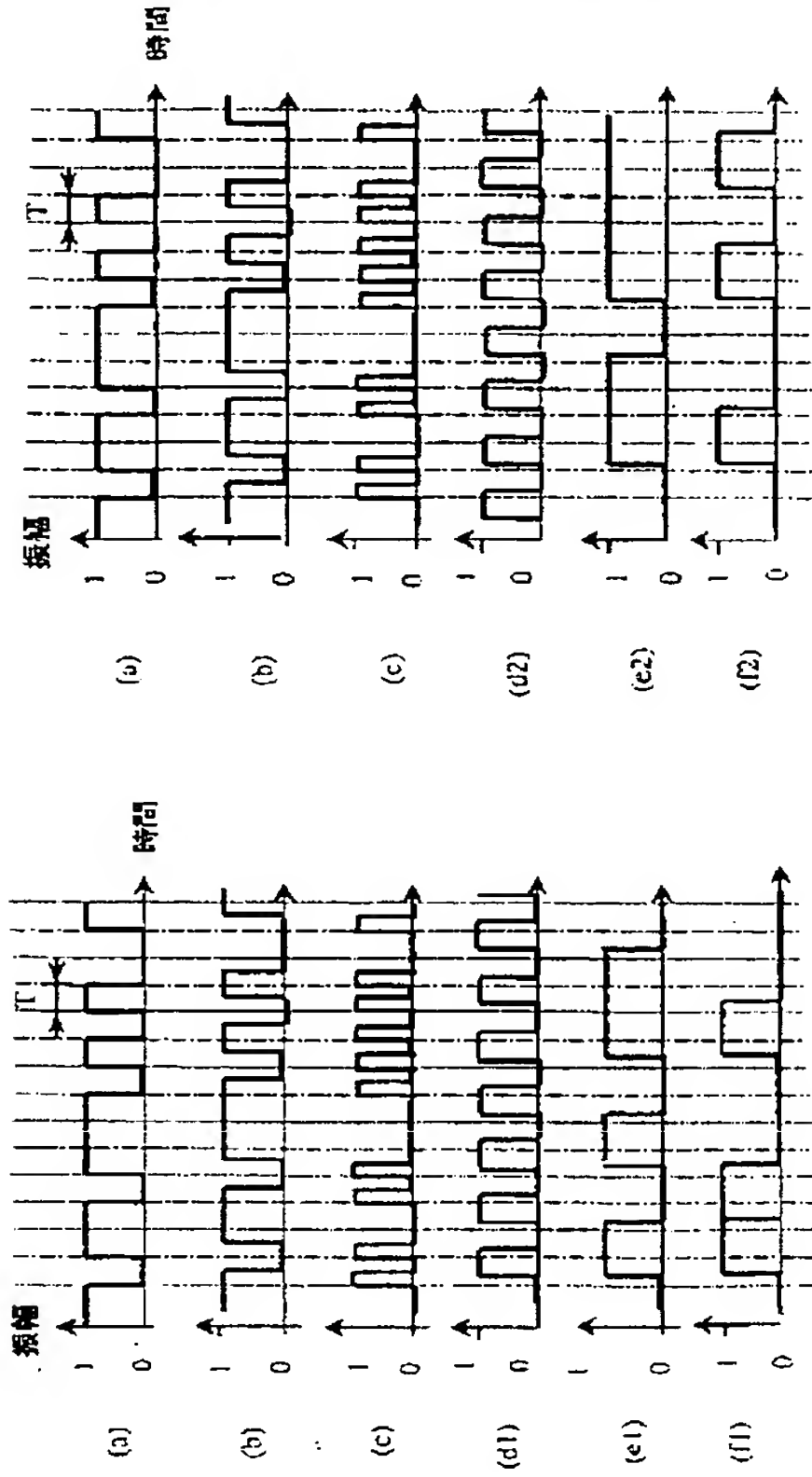
【図16】

図15の復調方式を回路で実現する場合の構成例と
その動作の詳細を示す図 (その1)



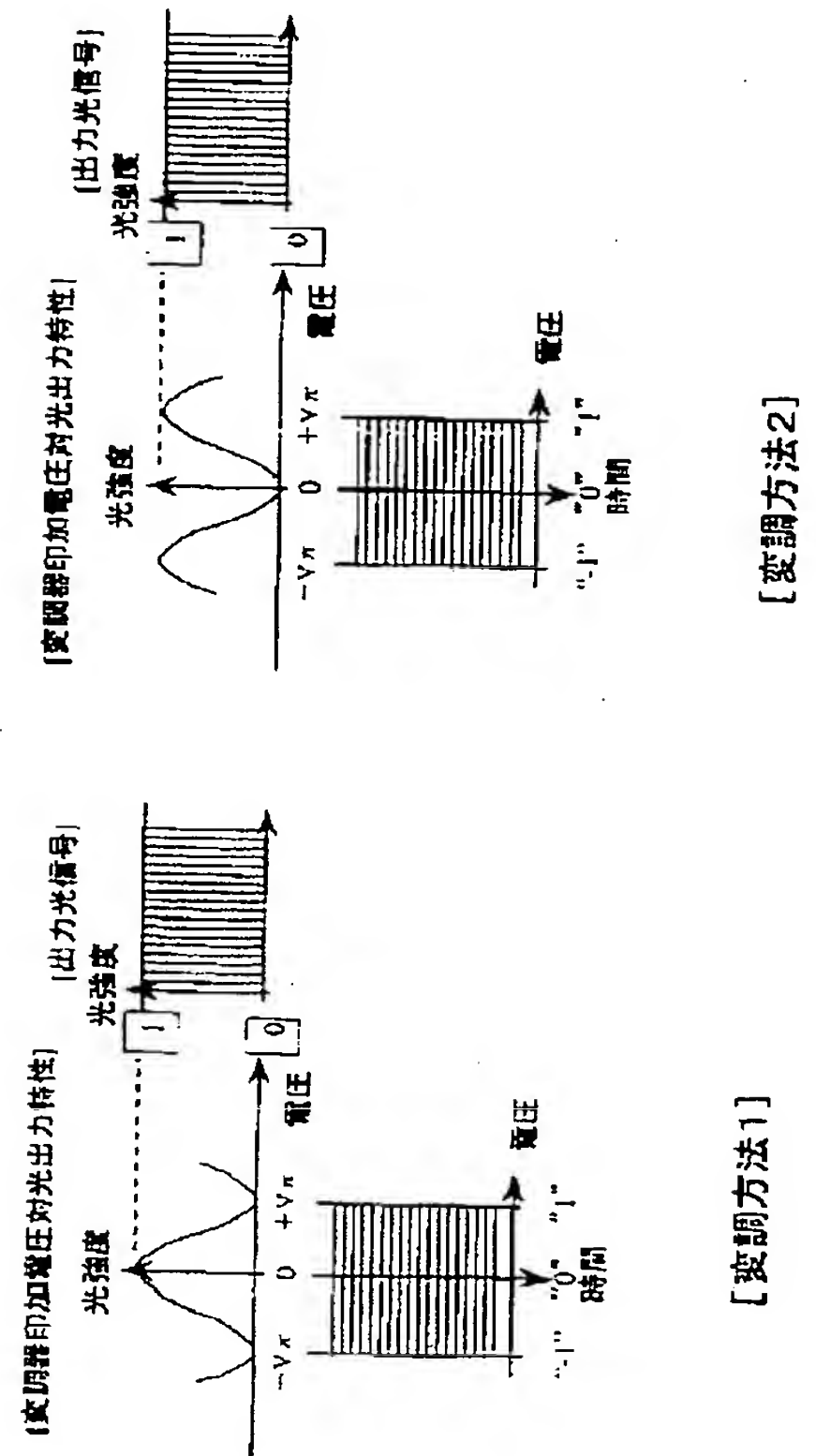
【図17】

図15の復調方式を回路で実現する場合の
構成例とその動作の詳細を示す図(その2)



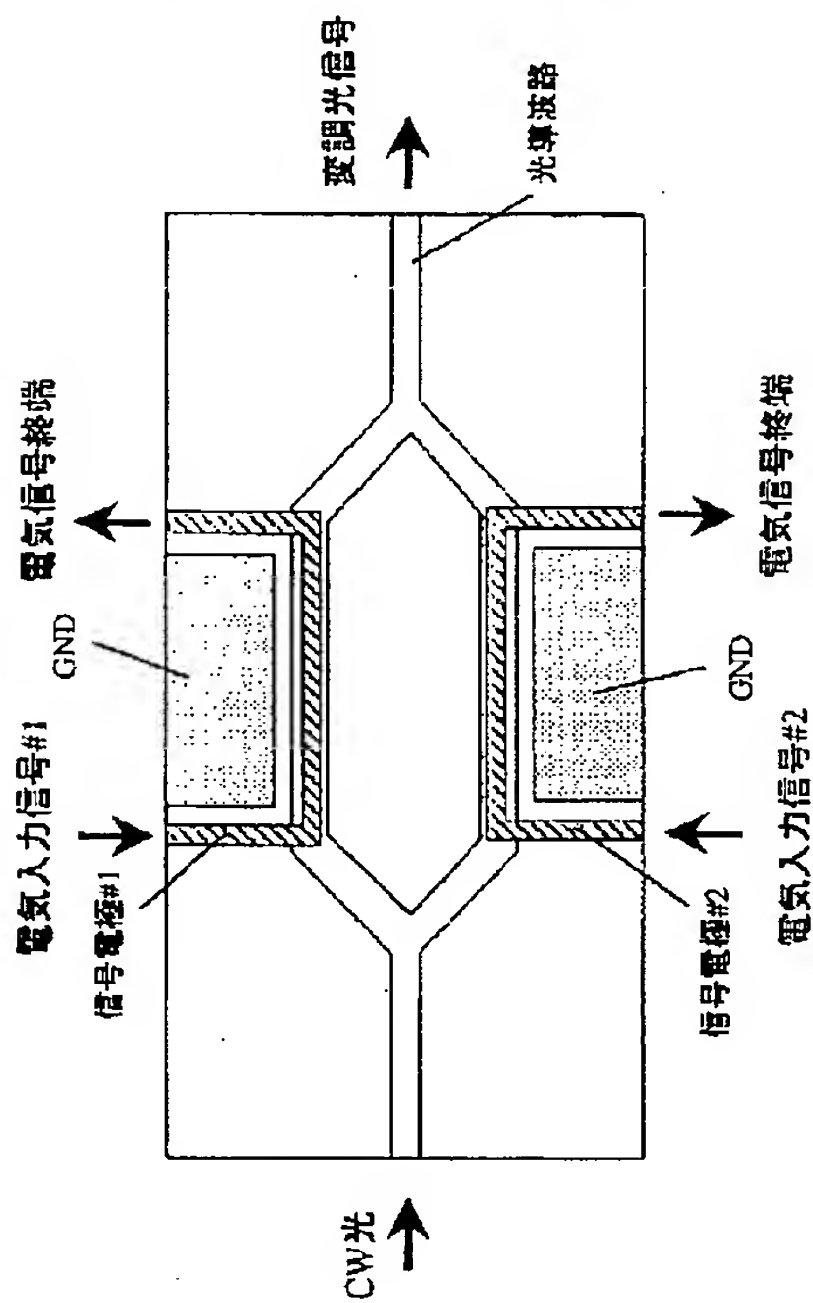
【図20】

従来の変調方式を説明する図(初3)



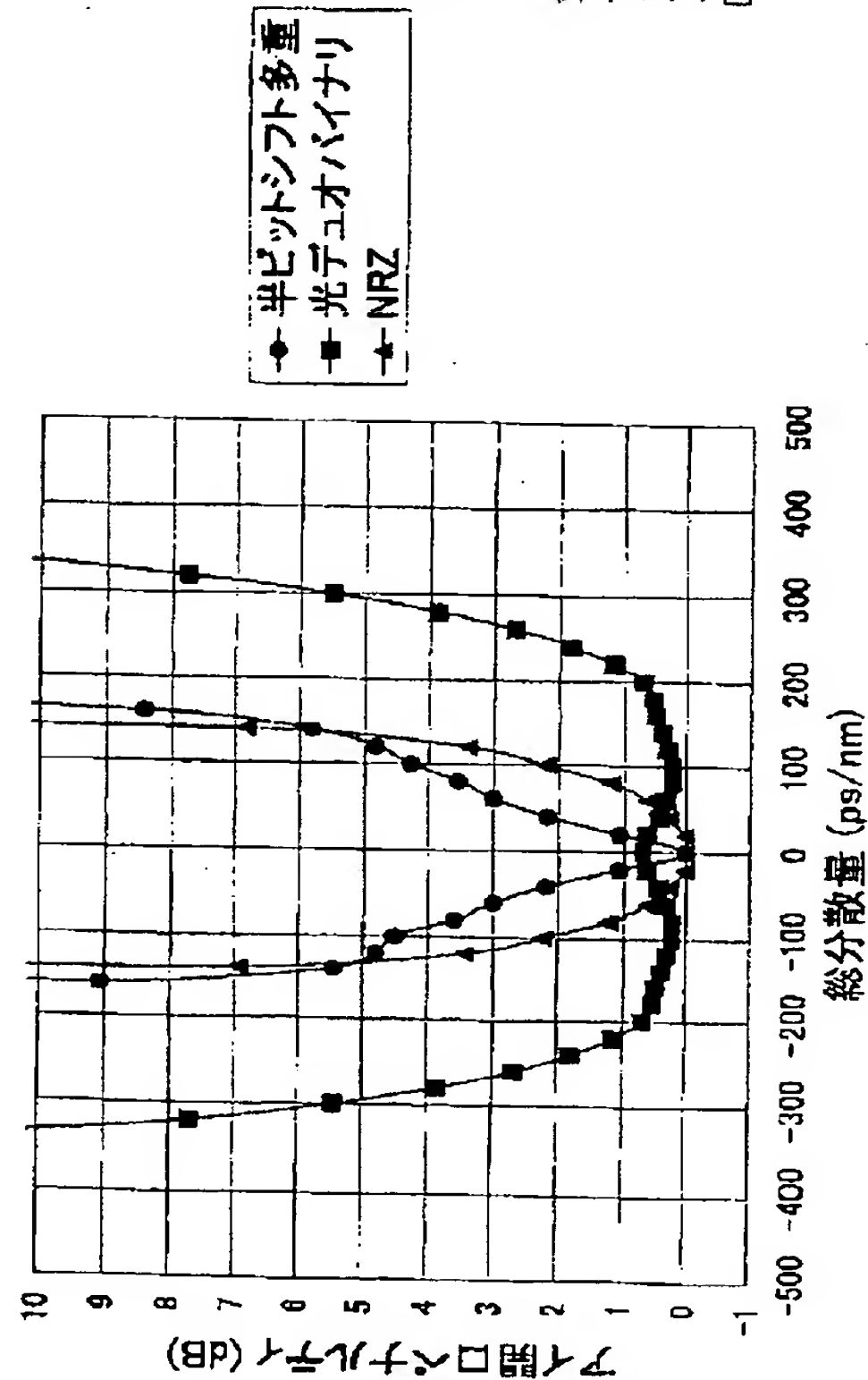
【図22】

半ビットシフト多重変調方式に使用する
両側電極マッハゼンダ形光変調器の構成を示す図



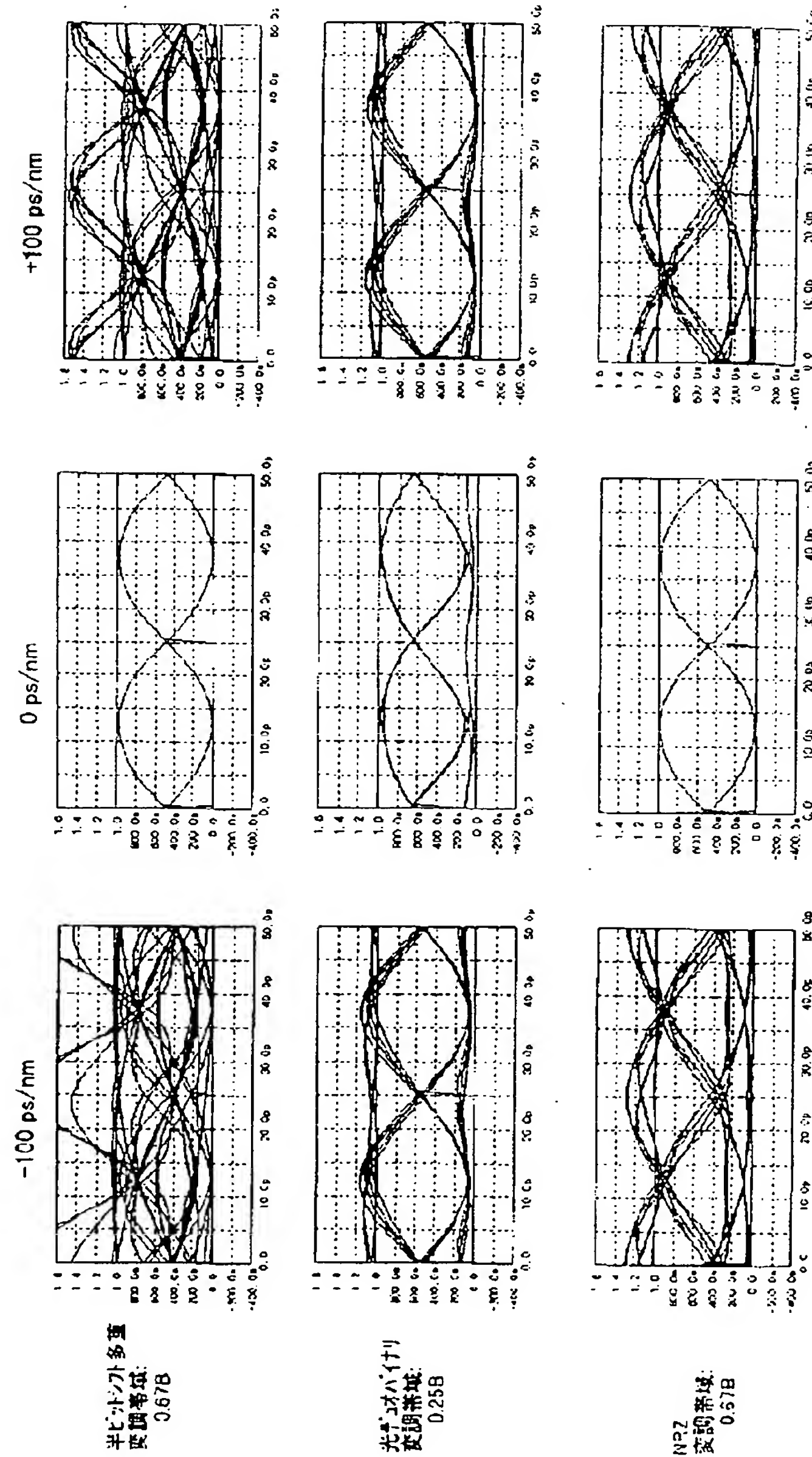
【図23】

各変調方式における総波長分散量と
アイ開口ペナルティの関係を示す図



【図24】

各変調方式における受信側の波形劣化の様子を示すアイダイアグラム



フロントページの続き

(72)発明者 石川 大二

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番

1号 富士通株式会社内

Fターム(参考) 2H079 AA02 BA01 BA03 CA05 EA05

EB02 EB15 FA02 FA03 HA11

HA13 HA15

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)